PHẠM MINH HÀ

PHẠM MINH HÀ

Kỹ thuật MẠCH ĐIỆN TỬ



Kỹ thuật

MẠCH ĐIỆN TỬ



NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT

PHẠM MINH HÀ

KỸ THUẬT MẠCH ĐIỆN TỬ

In lần thứ 8, có sửa chữa



NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT

HÀ NỘI - 2006

Chịu trách nhiệm xuất bản : **PGS.TS Tô Đăng Hải**

Biên tập : **Đỗ Thị Cảnh**

Nguyễn Thị Ngọc Khuê

Vẽ bìa : Đặng Ngọc Quang

In 1.000 cuốn, khổ 19 x 27cm tại Xưởng in NXB Văn hoá Dân tộc
Quyết định xuất bản số: 409-2006/CXB/63-33/KHKT ngày 10/8/2006
In xong và nộp lưu chiểu Quý III năm 2006.

LỜI NÓI ĐẦU

Bộ sách "***Kỹ thuật điện tử***" được viết dựa trên cơ sở giáo trình cùng tên đã được dùng làm tài liệu giảng dạy trong nhiều năm gần đây tại Trường Đại học Bách khoa Hà Nội. Trong lần xuất bản đầu tiên ở Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật năm 1992, sách đã được in làm ba tập (và được tái bản nhiều lần).

Tập 1 gồm sáu chương, trình bày ***Các vấn đề cơ sở của mạch điện tử*** (cơ sở phân tích mạch điện tử, hồi tiếp âm trong các mạch điện tử, vấn đề cung cấp và ổn định chế độ công tác của các mạch điện tử) và Các mạch rời rạc thực hiện các chức năng biến đổi tuyến tính (tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ dùng tranzistơ), tầng khuếch đại chuyên dụng, tầng khuếch đại công suất).

Tập 2 gồm ba chương về ***Bộ khuếch đại thuật toán và các ứng dụng của nó.***

Tập 3 gồm sáu chương, nghiên cứu về ***Các mạch cơ bản thực hiện các chức năng biến đổi phi tuyến*** (tạo dao động, điều chế, tách sóng, chuyển đổi tương tự - số và số - tương tự, chỉnh lưu và ổn áp).

Để bạn đọc tiện sử dụng, lần xuất bản này chúng tôi gộp thành một cuốn. Trong từng chương đều có sửa chữa và bổ sung những vấn đề mới. Phần bài tập và bài giải mẫu trước đây được bố trí sau mỗi tập, nay chuyển xuống cuối của cuốn sách, với nhiều dạng bài tập mới.

Sách đã được dùng làm tài liệu tham khảo cho sinh viên ngành Điện tử - Viễn thông. Sách cũng rất bổ ích cho các kỹ sư, cán bộ kỹ thuật và công nhân các ngành có liên quan đến kỹ thuật điện tử viễn thông.

Trong quá trình biên soạn lại cuốn sách này, tác giả đã được các bạn đồng nghiệp góp nhiều ý kiến bổ ích, được Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật khuyến khích và tạo điều kiện thuận lợi để sách ra mắt kịp thời. Chúng tôi xin bày tỏ lời cảm ơn chân thành về sự giúp đỡ quý báu đó.

Mặc dù đã cố gắng sửa chữa, bổ sung cho cuốn sách được hoàn chỉnh hơn trong lần tái bản này song chắc rằng không tránh khỏi những thiếu sót, hạn chế. Tác giả mong nhận được các ý kiến đóng góp quý báu của bạn đọc.

TÁC GIẢ

Chương 1

NHỮNG KHÁI NIỆM CHUNG VÀ CƠ SỞ PHÂN TÍCH MẠCH ĐIỆN TỬ

Nhằm giúp sinh viên có cơ sở nghiên cứu các mạch điện tử sẽ đề cập đến trong quyển sách này, chúng tôi giành chương 1 để tóm tắt một số khái niệm và công thức cơ bản đã được xét trong các giáo trình khác, chủ yếu liên quan đến vật lý điện tử và dụng cụ bán dẫn. Đây là những vấn đề không thuộc đối tượng nghiên cứu của môn học này, nhưng được trình bày để giúp bạn đọc tra cứu công thức và khái niệm một cách thuận lợi.

1.1. Khái niệm về mạch điện tử và nhiệm vụ của nó

Các mạch điện tử có nhiệm vụ gia công tín hiệu theo những thuật toán khác nhau. Chúng được phân loại theo dạng tín hiệu được xử lý.

Tín hiệu là số đo (điện áp, dòng điện) của một quá trình, sự thay đổi của tín hiệu theo thời gian tạo ra tin tức hữu ích.

Trên quan điểm kỹ thuật, người ta phân biệt hai loại tín hiệu : tín hiệu tương tự và tín hiệu số. Tín hiệu tương tự là tín hiệu biến thiên liên tục theo thời gian và có thể nhận mọi giá trị trong khoảng biến thiên của nó. Ngược lại, tín hiệu số là tín hiệu đã được rời rạc hóa về thời gian và lượng tử hóa về biên độ. Nó được biểu diễn bởi những tập hợp xung tại những điểm đo rời rạc. Do đó tín hiệu số chỉ lấy một số hữu hạn giá trị trong khoảng biến thiên của nó mà thôi.

Tín hiệu có thể được khuếch đại ; điều chế ; tách sóng ; chỉnh lưu ; nhớ ; đo ; truyền đạt ; điều khiển ; biến dạng ; tính toán (cộng, trừ, nhân, chia ...). Các mạch điện tử có nhiệm vụ thực hiện các thuật toán này.

Để gia công hai loại tín hiệu tương tự và số, người ta dùng hai loại mạch cơ bản : mạch tương tự và mạch số. Ở đây chỉ đề cập đến các mạch điện tử tương tự. Tuy trong những năm gần đây, kỹ thuật số đã phát triển mạnh mẽ và đóng vai trò rất quan trọng trong việc gia công tín hiệu , nhưng trong tương lai chúng cũng không thể thay thế hoàn toàn mạch tương tự được. Thực tế có nhiều thuật toán không thể thực hiện được bằng các mạch số hoặc nếu thực hiện bằng mạch tương tự thì kinh tế hơn, ví dụ : khuếch đại tín hiệu nhỏ, đổi tần, chuyển đổi tương tự/số. Ngay cả trong hệ thống số cũng có nhiều phần tử chức năng tương tự, nếu như cần phải gia công tín hiệu tương tự ở một khâu nào đó.

Đối với mạch tương tự, người ta thường quan tâm đến hai thông số chủ yếu : biên độ tín hiệu và độ khuếch đại tín hiệu.

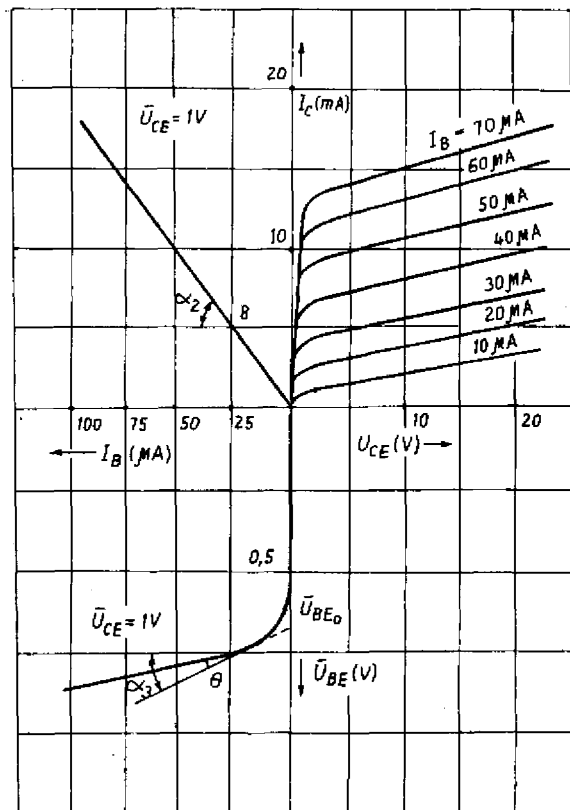
Biên độ tín hiệu liên quan mật thiết đến độ chính xác của quá trình gia công tín hiệu và xác định mức độ ảnh hưởng của nhiễu đến hệ thống. Khi biên độ tín hiệu nhỏ (cỡ mV hoặc μA) thì nhiễu có thể lấn át tín hiệu. Vì vậy khi thiết kế các hệ thống điện tử cần lưu ý nâng cao biên độ tín hiệu ngay ở tầng đầu của hệ thống.

Khuếch đại tín hiệu là chức năng quan trọng nhất của các mạch tương tự. Nó được thực hiện hoặc trực tiếp hoặc gián tiếp trong các phần tử chức năng của hệ thống. Thông thường trong một hệ thống tương tự, người ta phân biệt các tầng gia công tín hiệu và các tầng khuếch đại công suất hoặc điện áp.

Trong gần ba thập kỷ qua, do sự ra đời của bộ khuếch đại thuật toán, các mạch tổ hợp tương tự đã chiếm vai trò quan trọng trong kỹ thuật mạch điện tử. Mạch tổ hợp tương tự không những đảm bảo thỏa mãn các chỉ tiêu kỹ thuật mà còn có độ tin cậy cao và giá thành hạ. Tuy nhiên chúng thường được dùng chủ yếu ở phạm vi tần số thấp. Sự ra đời của bộ khuếch đại thuật toán là một bước ngoặt quan trọng trong quá trình phát triển của kỹ thuật mạch tương tự. Trước đây, khi bộ khuếch đại thuật toán chưa ra đời, đã có vô số các mạch chức năng tương tự khác nhau. Ngày nay, nhờ sự xuất hiện của bộ khuếch đại thuật toán, số lượng đó đã giảm xuống một cách đáng kể, vì có thể dùng bộ khuếch đại thuật toán để thực hiện nhiều chức năng khác nhau nhờ mắc mạch hồi tiếp ngoài thích hợp. Trong nhiều trường hợp, dùng bộ khuếch đại thuật toán có thể tạo hàm đơn giản hơn, chính xác hơn và với giá thành rẻ hơn dùng các mạch khuếch đại rời rạc.

Xu hướng phát triển của kỹ thuật mạch tương tự là nâng cao độ tích hợp của mạch (được đặc trưng bởi mật độ linh kiện). Khi độ tích hợp tăng thì có thể chế tạo các hệ thống có chức năng ngày càng hoàn hảo hơn trên một chip. Đối với các mạch tổ hợp tương tự, nhà thiết kế thường lưu ý giảm số chủng loại, nhưng lại tăng khả năng sử dụng của từng chủng loại. Tóm lại, có thể nói : có hai hướng phát triển của kỹ thuật mạch tương tự là : giảm nhỏ kích thước bên trong của mạch trong chế tạo và tăng tính phổ biến của mạch trong ứng dụng.

Trong cuốn sách này chúng tôi quan tâm nhiều đến vấn đề ứng dụng mạch.



Hình 1.1. Đặc tuyến của tranzistor *npn* mắc emito chung.

1.2. Đặc tính cơ bản và các tham số của tranzistor lưỡng cực

1.2.1. Các đặc tính tĩnh và phương trình cơ bản

Có hai loại tranzistor : loại *npn* và loại *pnp*. Nguyên lý tác dụng của nó đã được nghiên cứu kỹ trong các giáo trình vật lý điện tử và dụng

cụ bán dẫn và được minh họa bởi họ đặc tuyến vào $I_B = f(U_{BE})$, đặc tuyến ra $I_C = f(U_{CE})$ và đặc tuyến truyền đạt $I_C = f(I_B)$ (xem hình 1.1).

Các tranzistor này có thể mắc bazo chung, emito chung hoặc colecto chung (bảng 1.1). Trong ba cách mắc này, các mắc emito chung được dùng nhiều nhất, vì vậy trong quá trình khảo sát sau này ta sẽ quan tâm đặc biệt đến cách mắc đó.

Để điều khiển tranzistor, có thể dùng dòng emito I_E hoặc dòng bazo I_B. Nếu dùng dòng emito để điều khiển (trong cách mắc bazo chung) thì hệ số khuếch đại của tranzistor là A_N, được xác định theo biểu thức (1.1)

$$A_N = \frac{I_C}{I_E} \tag{1.1}$$

$-A_N$ là hệ số khuếch đại dòng một chiều trong cách mắc bazo chung. Vì dòng colecto I_C luôn luôn nhỏ hơn dòng emito, nên $A_N < 1$.

Nếu dùng dòng bazo để điều khiển (trong cách mắc emito chung) thì hệ số khuếch đại dòng điện một chiều B_N được xác định theo biểu thức (1.2a).

Bảng 1.1.

Loại / Cách mắc	npn	pnp
Bazơ chung	E, I_E, I_C, C, U_{EB}, I_B, U_{CB}, B	E, I_E, I_C, C, U_{EB}, I_B, U_{CB}, B
Emitơ chung	B, I_B, I_C, C, U_{BE}, I_E, U_{EC}, E	B, I_B, I_C, C, U_{BE}, I_E, U_{CE}, E
Colectơ chung	B, I_B, I_E, E, U_{BC}, I_C, C, U_{EC}	B, I_B, I_E, E, $\bar{U}_{BC}$, I_C, C, $\bar{U}_{EC}$

$$B_N = \frac{I_C}{I_B} \tag{1.2a}$$

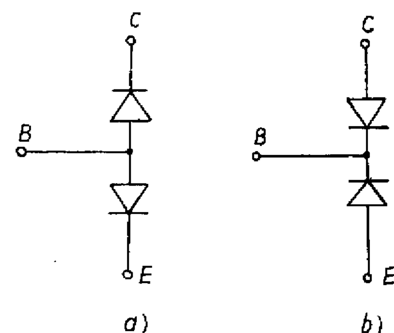
Vì tranzistor được kết cấu sao cho tổn hao trên bazo nhỏ, tức I_B nhỏ, nên $I_B << I_C$, do đó $B_N >> 1$.

Vì $I_E = I_C + I_B$, nên giữa A_N và B_N có mối quan hệ sau đây :

$$B_N = \frac{A_N}{1 - A_N} \; ; \; A_N = \frac{B_N}{1 + B_N} \text{ và}$$

$$1 - A_N = \frac{1}{1 + B_N} \tag{1.2b}$$

Có thể coi mỗi tranzistor lưỡng cực



Hình 1.2. Sơ đồ tương đương diot của tranzistor. a) loại npn; b) loại pnp.

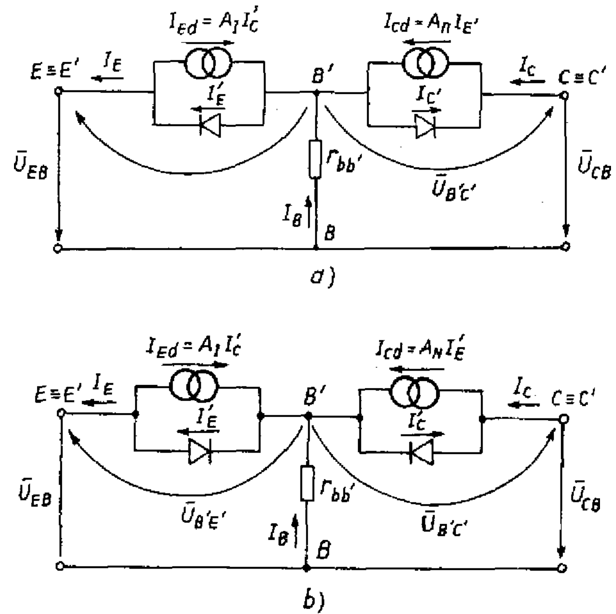
gồm hai điot mắc ngược chiều có chung tiếp giáp p và n như sơ đồ trên hình 1.2. Tuy sơ đồ không cho biết đầy đủ các tính chất của tranzistor lưỡng cực, nhưng qua đó có thể nhận biết điện áp phân cực đặt giữa các mặt ghép của tranzistor. Tùy thuộc vào chiều điện áp phân cực đó, người ta phân biệt bốn miền làm việc của tranzistor như trong bảng 1.2.

Bảng 1.2

Trường hợp	Điot emito	Điot colecto	Miền làm việc	Ứng dụng
1	Phân cực ngược	Phân cực ngược	Miền cắt	Khóa
2	Phân cực thuận	Phân cực ngược	Miền khuếch đại (miền tích cực)	Khuếch đại
3	Phân cực ngược	Phân cực thuận	Miền tích cực ngược	
4	Phân cực thuận	Phân cực thuận	Miền bão hòa	Khóa

Sau này sẽ đặc biệt lưu ý đến trường hợp thứ hai trong bảng 1.2, là trường hợp được dùng nhiều nhất trong kỹ thuật mạch tương tự.

Xét phương trình cơ bản theo Ebers – Moll cho tranzistor *npn*. Từ đó suy ra các phương trình đối với tranzistor *pnp* bằng cách đổi dấu các dòng điện và điện áp đặt vào các cửa của tranzistor theo quy ước về chiều điện áp và dòng điện trong bảng 1.1.



Hình 1.3. Sơ đồ tương đương Ebers–Moll của tranzistor *npn* (a) và *pnp* (b).

Dòng điện nội của một tranzistor gồm các dòng điện thành phần sau đây : dòng qua mặt ghép emito – bazo I'_E, dòng qua mặt ghép colecto–bazo I'_C, dòng xuất phát từ mặt ghép bazo–emito đến được colecto I_{Cd} và dòng xuất phát từ mặt ghép bazo–colecto đến được emito I_{Ed}. Các biểu thức (1.3) ÷ (1.6) cho biết quan hệ của các dòng điện đó và điện áp phân cực trên các mặt ghép đối với tranzistor *npn*.

$$I'_E = I_{Ebh}\,(\exp\frac{U_{B'E'}}{U_T} - 1) \tag{1.3}$$

$$I'_C = I_{Cbh}\,(\exp\frac{U_{B'E'}}{U_T} - 1) \tag{1.4}$$

$$I_{Cd} = A_N I_{Ebh}\,(\exp\frac{U_{B'E'}}{U_T} - 1) \tag{1.5}$$

$$I_{Ed} = A_I I_{Cbh} (\exp\frac{U_{B'E'}}{U_T} - 1) \quad (1.6)$$

trong đó, I_{Ebh} và I_{Cbh} lần lượt là dòng bão hòa emito và dòng bão hoà colecto ;

U_T – điện áp nhiệt, theo lý thuyết U_T = 26 mV ở nhiệt độ 25°C ;

A_N và A_I – hệ số khuếch đại dòng điện nội, được xác định như sau :

$$A_N = \frac{I_{Cd}}{I'_E} \text{ và } A_I = \frac{I_{Ed}}{I'_C}$$

A_N dùng cho tranzistor làm việc trong miền khuếch đại và A_I tương ứng với miền tích cực ngược.

Tác dụng tổng hợp của các thành phần dòng điện trên đây được chỉ rõ trong sơ đồ tương đương của tranzitor theo Ebers – Moll (hình 1.3). Trong đó $r_{bb'}$ là điện trở phân bố miền bazo. Vì $r_{bb'}$ khá nhỏ (cỡ vài chục Ω), nên có thể coi $B' \equiv B$.

Từ sơ đồ tương đương hình 1.3 rút ra các quan hệ sau đây cho cả hai loại tranzistor *npn* và *pnp*.

$$I_C = -I'_C + I_{Cd} = -I'_C + A_N I'_{CE} \quad (1.7)$$

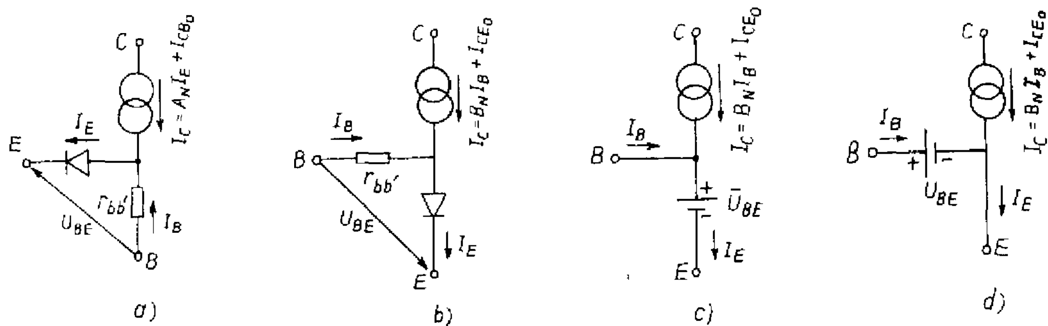
$$I_E = I'_E - I_{Ed} = I'_E - A_I I'_C \quad (1.8)$$

$$I_E = I_C + I_B \quad (1.9)$$

Như đã nói ở trên, tranzistor thường được dùng ở chế độ khuếch đại, nghĩa là ứng với trường hợp điot colecto ngắt, vì vậy ta sẽ đặc biệt lưu ý đến chế độ này của tranzistor. Trong miền khuếch đại, $U_{B'C'} >> U_T$ và trong mạch xuất hiện các dòng điện dư (dòng điện ngược), chúng được xác định theo các điều kiện cho trong bảng 1.3.

Bảng 1.3.

Dòng điện dư	Điều kiện	Dấu	
		npn	*pnp*
Dòng dư colecto I_{CBo}	$I_E = 0$; diot colecto ngắt	> 0	< 0
Dòng dư colecto emito I_{CEo}	$I_B = 0$; diot colecto ngắt	> 0	< 0
Dòng dư emito I_{EBo}	$I_C = 0$; diot emito ngắt	< 0	> 0



Hình 1.4. Sơ đồ tương đương Ebers – Moll của tranzistor *npn* cho trường hợp diot colecto ngắt (tranzistor làm việc trong miền tích cực) :

a) và b) sơ đồ tương đương đầy đủ ; c) và d) bỏ qua hạ áp trên $r_{bb'}$, và đưa vào nguồn áp U_{BE}.

Với tranzistor *pnp* thì đổi chiều diot (a),(b) hoặc đổi chiều nguồn áp U_{BE} (c hoặc d).

Căn cứ vào các biểu thức (1.3) ÷ (1.9) và sơ đồ tương đương hình 1.3 đồng thời đưa vào các dòng điện dư, ta vẽ được sơ đồ tương đương cho trường hợp tranzistor làm việc trong miền khuếch đại như trên hình 1.4.

Khi $I_B = 0$ (hình 1.4b,c hoặc d) tức mạch bazo hở thì dòng ngược qua mặt ghép colecto – bazo cũng đi qua mặt ghép bazo – emito và nó cũng được khuếch đại giống như đối với một dòng điều khiển từ ngoài vào, do đó ta có :

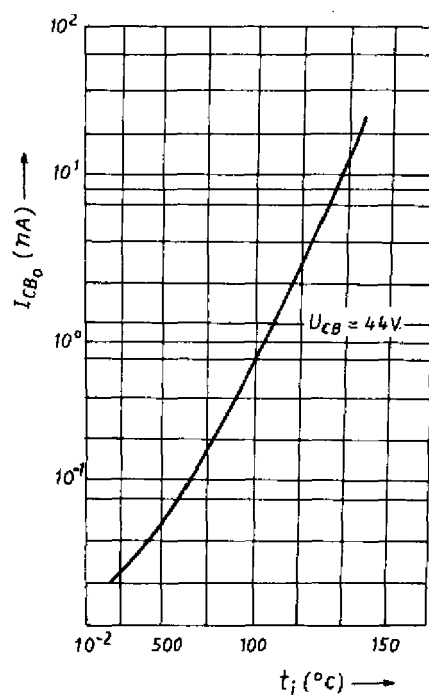
$$I_{CEo} = I_{CBo} + B_N I_{CBo} = (1 + B_N)\, I_{CBo}$$

hay

$$I_{CEo} = (1 + B_N)\, I_{CBo} = \frac{I_{CBo}}{1 - A_N} \qquad (1.10)$$

Biểu thức (1.10) cho biết quan hệ giữa các dòng điện dư I_{CBo} và I_{CEo}.

Giá trị dòng điện dư phụ thuộc vào nhiệt độ (hình 1.5). Ở nhiệt độ bình thường dòng điện dư I_{CBo} đối với tranzistor silic cỡ nA, còn đối với tranzistor gecmani cỡ μA. Dòng đó tăng gấp đôi khi nhiệt độ tăng từ (8 ÷ 10)°C.



Hình 1.5. Sự phụ thuộc của dòng điện dư vào nhiệt độ.

Ngoài ra, từ các sơ đồ tương đương trên hình 1.4 và biểu thức (1.10) ta có thể tìm được quan hệ giữa các dòng điện một chiều I_C, I_E và I_B trong tranzistor như trong bảng 1.4.

Trong miền khuếch đại, khi điot colecto ngắt thì $A_I I'_C << I'_E$, do đó từ biểu thức (1.8) và (1.3) ta suy ra biểu thức dòng điện vào (1.11a) cho tranzistor *npn* và (1.11b) cho tranzistor *pnp* :

$$I_E \approx I'_E = I_{Ebh}(\exp\frac{U_{B'E'}}{U_T} - 1) \qquad (1.11a)$$

$$I_E \approx I'_E = -I_{Ebh}\,(\exp\frac{U_{B'E'}}{U_T} - 1) \qquad (1.11b)$$

Bảng 1.4

	I_B	I_E	I_C
I_B	I_B	$(1 - A_N)\,(I_E - I_{CEo})$	$\frac{I_C - I_{CBo}}{B_N}$
I_E	$\frac{I_B + I_{CBo}}{1 - A_N}$	I_E	$\frac{I_C - I_{CEo}}{A_N}$
I_C	$B_N I_B + I_{CEo}$	$A_N I_E + I_{CBo}$	I_C

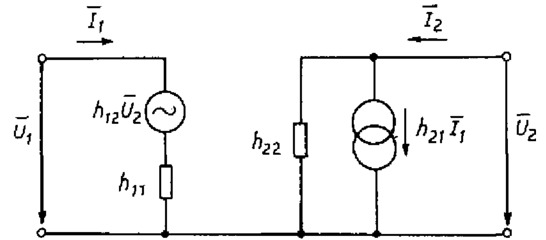
Khi mắc emito chung thì dòng điện vào I_B được xác định theo biểu thức (1.11c) :

$$I_B \approx I_E(1 - A_N) = \frac{I_E}{B_N + 1} \text{ với } |I_E| >> |I_{CEo}| \quad (1.11c)$$

Thực tế, để mô tả các đặc tính tĩnh của tranzistor trong miền tích cực chỉ cần ba tham số : U_{BE}, B_N và I_{CBo}. Khi dòng tĩnh I_C > 0,1 mA thì có thể bỏ qua cả dòng điện dư I_{CBo}.

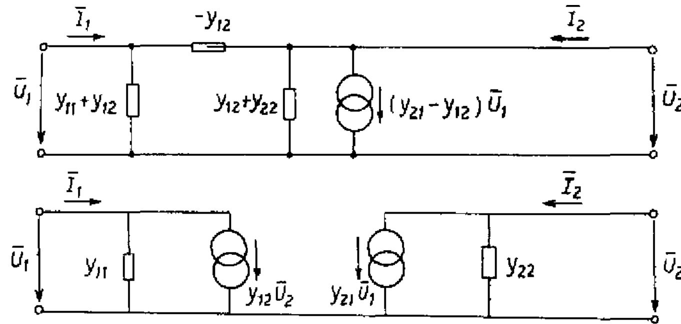
1.2.2. Sơ đồ tương đương tín hiệu bé

Đối với tín hiệu bé, tranzistor được coi là một mạng bốn cực tuyến tính, do đó có thể dùng hệ phương trình của mạng bốn cực tuyến tính để biểu diễn quan hệ giữa các dòng điện, điện áp vào và ra của tranzistor. Trong các loại phương trình của mạng bốn cực, để mô tả tranzistor hay dùng hệ phương trình hỗn hợp tham số h và hệ phương trình dẫn nạp tham số y hơn cả. Dùng hệ tham số hỗn hợp h thuận lợi, vì nó thường được cho trong các tài liệu kỹ thuật, hơn nữa cũng có thể dễ dàng xác định chúng trên đặc tuyến hoặc bằng đo đạc.



Hình 1.6. Sơ đồ tương đương hỗn hợp của một mạng bốn cực.

Phương trình hỗn hợp h được xây dựng từ sơ đồ tương đương hình 1.6 và phương trình dẫn nạp y từ sơ đồ tương đương hình 1.7.



Hình 1.7. Hai dạng sơ đồ tương đương dẫn nạp của một mạng bốn cực.

Hệ phương trình hỗn hợp h và hệ phương trình dẫn nạp y của một mạng bốn cực có dạng sau đây :

$$\left.\begin{aligned}\overline{U}_1 &= h_{11}\overline{I}_1 + h_{12}\overline{U}_2\\ \overline{I}_2 &= h_{21}\overline{I}_1 + h_{22}\overline{U}_2\end{aligned}\right\} \quad (1.12)$$

$$\left.\begin{aligned}\overline{I}_1 &= y_{11}\overline{U}_1 + y_{12}\overline{U}_2\\ \overline{I}_2 &= y_{21}\overline{U}_1 + y_{22}U_2\end{aligned}\right\} \quad (1.13)$$

Các tham số h_{ij} và y_{ij} của (1.12) và (1.13) được xác định theo bảng 1.5

Bảng 1.5

h_{ij}	$h_{11} = \frac{\overline{U}_1}{\overline{I}_1}\Big\vert_{\overline{U}_2=0}$	$h_{12} = \frac{\overline{U}_1}{\overline{U}_2}\Big\vert_{\overline{I}_1=0}$	$h_{21} = \frac{\overline{I}_2}{\overline{I}_1}\Big\vert_{\overline{U}_2=0}$	$h_{22} = \frac{\overline{I}_2}{\overline{U}_2}\Big\vert_{\overline{I}_1=0}$
y_{ij}	$y_{11} = \frac{\overline{I}_1}{\overline{U}_1}\Big\vert_{\overline{U}_2=0}$	$y_{12} = \frac{\overline{I}_1}{\overline{U}_2}\Big\vert_{\overline{U}_1=0}$	$y_{21} = \frac{\overline{I}_2}{\overline{U}_1}\Big\vert_{\overline{U}_2=0}$	$y_{22} = \frac{\overline{I}_2}{\overline{U}_2}\Big\vert_{\overline{U}_1=0}$

Để quy đổi tham số y_{ij} sang h_{ij} hoặc ngược lại, dùng hệ phương trình (1.14) và (1.15)

$$\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} = \frac{1}{y_{11}} \begin{pmatrix} 1 & -y_{12} \\ y_{21} & \Delta y \end{pmatrix} \quad (1.14)$$

$$\begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} = \frac{1}{h_{11}} \begin{pmatrix} 1 & -h_{12} \\ h_{21} & \Delta h \end{pmatrix} \quad (1.15)$$

trong đó, $\Delta y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}$;
$\Delta h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$.

Ở tần số cao, các dòng điện và điện áp thường không đồng pha, do đó các tham số của mạng bốn cực thường là số phức.

Sau đây ta sẽ xây dựng hệ phương trình hỗn hợp cho tranzistor mắc emito chung với quy ước về chiều dòng điện và điện áp như trong bảng 1.1.

Quan hệ giữa các điện áp tức thời và dòng điện tức thời của tranzistor mắc emito chung được biểu diễn như sau :

$$u_{BE} = f(i_B, u_{CE}) \quad (1.16)$$

$$i_C = f(u_{CE}, i_B) \quad (1.17)$$

Vì tín hiệu xoay chiều bé, ở tần số thấp được coi là những biến đổi nhỏ của tín hiệu một chiều, do đó để tính h_{ij} dùng họ đặc tuyến tĩnh trên hình 1.1 và xét tại điểm làm việc ban đầu O. Vi phân toàn phần (1.16) và (1.17) và xét tại điểm làm việc O, thay $\Delta i_C = i_c$; $\Delta i_B = i_b$; $\Delta u_{CE} = u_{ce}$, $\Delta u_{BE} = u_{be}$, ta nhận được các biểu thức sau :

$$u_{BE} = \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B}\Big\vert_{u_{CE}=0} i_B + \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}}\Big\vert_{i_B=0} u_{CE} \quad (1.18a)$$

$$i_C = \frac{\partial i_C}{\partial i_B}\Big\vert_{u_{CE}=0} i_B + \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}}\Big\vert_{i_B=0} u_{cc} \quad (1.18b)$$

So sánh (1.18) với (1.12) ta rút ra :

$$h_{11e} = \frac{u_{be}}{i_b}\Big\vert_{u_{CE}=0} = \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B}\Big\vert_{u_{CE}=0} = \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B}\Big\vert_{U_{CEo}} \quad (1.19a)$$

$$h_{12e} = \frac{u_{be}}{u_{ce}}\Big\vert_{i_B=0} = \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}}\Big\vert_{i_B=0} = \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta u_{cE}}\Big\vert_{I_{Bo}} \quad (1.19b)$$

$$h_{21e} = \frac{i_c}{i_b}\Big|_{u_{CE}=0} = \frac{\partial i_c}{\partial i_B}\Big|_{u_{CE}=0} = \frac{\Delta i_c}{\Delta i_B}\Big|_{U_{CE}} \quad (1.19c)$$

$$h_{22e} = \frac{i_c}{u_{ce}}\Big|_{i_B=0} = \frac{\partial i_c}{\partial u_{CE}}\Big|_{i_B=0} = \frac{\Delta i_c}{\Delta u_{CE}}\Big|_{I_{Bo}} \quad (1.19d)$$

trong đó : I_{Bo} và U_{CEo} là dòng điện và điện áp tại điểm làm việc ban đầu (điểm O hình 1.1).

Ta căn cứ vào các biểu thức (1.19) để xác định h_{ij} trên đặc tuyến hình 1.1 :

$$+h_{21e} = tg\alpha_2 = \beta_o, \quad (1.20)$$

β_o được gọi là hệ số khuếch đại dòng điện tín hiệu nhỏ. Vì I_C và I_B tỷ lệ gần như tuyến tính (hình 1.1), nên

$$\beta_o \approx B_N \quad (1.21)$$

$$+h_{11e} = tg\alpha_3 = r_{be} \; . \quad (1.22)$$

r_{be} là điện trở vào của tranzistor, nó được xác định như sau :

$$r_{be} = r_{bb'} + \beta_o r_d \approx \beta_o r_d, \quad (1.23$$

r_d là điện trở khuếch tán emito:

$$r_d = \frac{dU_{BE}}{dI_E} = \frac{U_T}{I_E} \; , \quad (1.24)$$

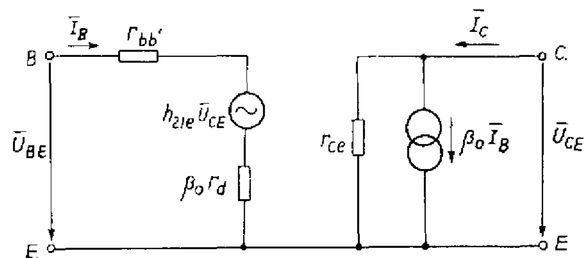
với tranzistor công suất bé, r_b cỡ vài trăm Ω đến vài trăm kΩ.

$+h_{12e}$ là hệ số hồi tiếp điện áp. Khi hở mạch đầu vào, h_{12e} thường rất nhỏ ($\approx 10^{-4} \div 10^{-6}$), nên có thể bỏ qua và trong nhiều trường hợp có thể coi $h_{12e} = 0$.

$$+h_{22e} = tg\alpha_1 = \frac{1}{r_{ce}}, \quad (1.25)$$

với tranzistor tín hiệu bé, r_{ce} lấy giá trị từ 10kΩ đến 1MΩ.

Thay các tham số h_{ij} đã xác định được vào hệ phương trình (1.12), sẽ vẽ được sơ đồ tương đương hỗn hợp của tranzistor (hình 1.8), trong đó ta đã thay thế trị số tức thời của các dòng điện và điện áp bởi các giá trị phức tương ứng.



Hình 1.8. Sơ đồ tương đương hỗn hợp của tranzistor.

Từ biểu thức (1.9) và (1.19c) đồng thời biết rằng hệ số khuếch đại dòng điện tín hiệu nhỏ khi mắc bazo chung là $\alpha_o = \frac{\Delta i_c}{\Delta i_E}$ suy ra được quan hệ giữa hệ số khuếch đại dòng điện tín hiệu nhỏ β_o khi mắc emito chung và α_o khi mắc bazo chung :

$$\beta_o = \frac{\alpha_o}{1-\alpha_o} \approx \frac{1}{1-\alpha_o} \tag{1.26}$$

$$\alpha_o = \frac{\beta_o}{1+\beta_o} \approx 1 - \frac{1}{\beta_o} \tag{1.27}$$

với $\alpha_o \approx 1$ và $\beta_o >> 1$.

Có thể dựa vào hệ thức cơ bản giữa các dòng điện và điện áp trên các cực của tranzistor để tính tham số hỗn hợp của tranzistor khi mắc bazo chung vào colecto chung. Quan hệ giữa các tham số hỗn hợp đó được cho trong bảng 1.6.

Bảng 1.6

Tham số Cách mắc	B	E	C
I_1 I_2 U_1 U_2	h_{11b} h_{12b} h_{21b} h_{22b}	$\frac{h_{11e}}{1+h_{21e}}$ $\left(\frac{h_{11e}h_{22e}}{1+h_{21e}} - h_{12e}\right)$ $\frac{-h_{21e}}{1+h_{21e}} \cdot \frac{h_{22e}}{1+h_{21e}}$	$\frac{-h_{11c}}{h_{21c}}$ $h_{11c} \cdot \frac{h_{11c}h_{22c}}{h_{21c}}$ $-\frac{1+h_{21c}}{h_{21c}} \cdot \frac{-h_{22c}}{h_{21c}}$
$\overline{I}_1$ $\overline{I}_2$ $\overline{U}_1$ $\overline{U}_2$	$\frac{h_{11b}}{1+h_{21b}}$ $\frac{h_{11b}h_{22b}}{1+h_{21b}}$ $\frac{-h_{21b}}{1+h_{21b}}$ $\frac{h_{22b}}{1+h_{21b}}$	h_{11e} h_{12e} h_{21e} h_{22e}	h_{11c} $1-h_{12c}$ $-(1+h_{21c})$ h_{22c}
$\overline{I}_1$ $\overline{I}_2$ $\overline{U}_1$ $\overline{U}_2$	$\frac{h_{11b}}{1+h_{21b}} \approx 1$ $\frac{1}{1+h_{21b}}$ $\frac{-h_{22b}}{1+h_{21b}}$	h_{11e} $1-h_{12c} \approx 1$ $-(1+h_{21e})$ h_{22e}	h_{11c} h_{12c} h_{21c} h_{22c}

Do đặc tuyến tranzistor cong nhiều, nên tham số *h* thay đổi phụ thuộc vào điện áp một chiều và dòng một chiều, nghĩa là tham số của mạng bốn cực phụ thuộc vào điểm làm việc trên đặc tuyến cũng như phụ thuộc vào nhiệt độ (xem hình 1.9 và bảng 1.7).

Bảng 1.7

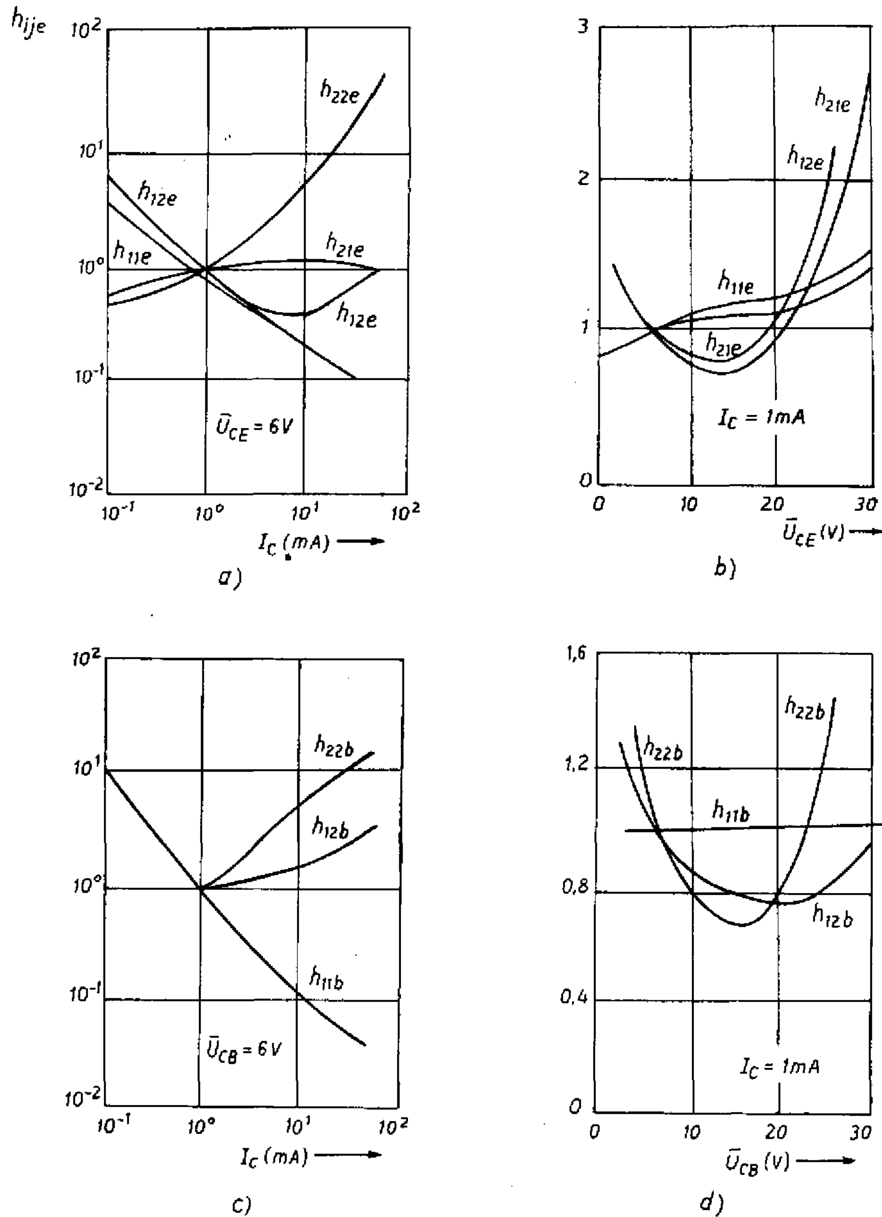
h_{ij}	h_{ij} phụ thuộc vào dòng điện	h_{ij} phụ thuộc vào điện áp
h_{11e}	$\sim 1/I_E$	Không phụ thuộc U_{CB}
h_{12e}	Không phụ thuộc I_E	$\sim 1/\sqrt{U_{CB}}$
h_{21e}	Cực đại tại trị trung bình của dòng điện	ít phụ thuộc U_{CB}
h_{22e}	$\sim I_C$	$\sim 1/\sqrt{U_{CB}}$

Các tín hiệu nhỏ, ở tần số cao không thể coi là những biến đổi nhỏ của tín hiệu một chiều được. Do thời gian bay của các động tử thiểu số qua bazo, do điện dung khuếch tán, nên giữa các dòng điện và điện áp có lệch pha. Vì vậy, để mô tả các đặc tính của tranzistor ở tần số cao, người ta dùng sơ đồ tương đương π (hình 1.10).

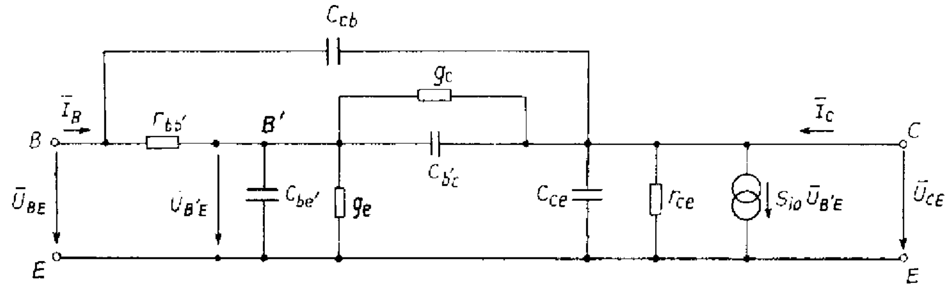
$$C_{b'e} = C_{de} + C_{se} \tag{1.28}$$

Trong đó điện dung vào $C_{b'e}$ phụ thuộc vào điện dung lớp chắn emito C_{se} và điện dung khuếch tán của mặt ghép emito – bazơ C_{de} . C_{de} quan hệ với điện trở khuếch tán emito r_d và thời gian bay của động tử trong bazo τ_b theo biểu thức sau :

$$\tau_b = C_{de} r_d \tag{1.29}$$



Hình 1.9. Sự phụ thuộc của tham số h vào chế độ làm việc trong sơ đồ emito chung ở tần số f = 1 kHz.



Hình 1.10. Sơ đồ tương đương π (sơ đồ tương đương dẫn nạp của tranzistor) của tranzistor.

Trong hình 1.10, S_{io} là hỗ dẫn của tranzistor

$$S_{io} = \frac{\alpha_o}{r_d} \approx \frac{I_c}{U_T}.$$

Điện dẫn hồi tiếp g_c và điện dung hồi tiếp $C_{b'c}$ được xác định như sau :

$$g_c = \frac{\mu_c}{\beta_o r_d} \approx 0 \qquad (1.30)$$

với $\mu_c \approx 10^{-3} \div 10^{-4}$ là hệ số Early.

$$C_{b'c} = C_{sc} + C_{dc} \qquad (1.31)$$

với : C_{sc} – điện dung lớp chắn colecto ;
C_{dc} – điện dung khuếch tán colecto,

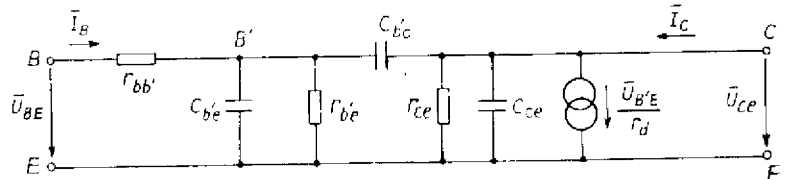
$$C_{dc} \approx \mu_c C_{dc} \approx 0.$$

Điện trở ra r_{ce} được xác định theo biểu thức (1.32)

$$r_{ce} = \frac{r_d}{\mu_c} \qquad (1.32)$$

Các điện dung C_{cb} và C_{ce} là điện dung phân bố giữa các đầu nối bên ngoài.

Ở tần số lớn hơn (100 – 1000) Hz thì điện nạp $\omega C_{b'c} >> g_c$, nên có thể bỏ qua g_c ; còn điện dung phân bố C_{cb} khá nhỏ, nên trong sơ đồ tương đương cũng không cần xét đến, do đó ta có sơ đồ tương đương đơn giản hơn, được biểu diễn trên hình 1.11.



Hình 1.11. Sơ đồ tương đương π ở tần số f > 100 Hz.

Sơ đồ hình 1.10 và 1.11 có thể coi là đủ chính xác trong dải tần $0 \le f \le 0{,}1\ f_T$ (f_T là tần số giới hạn quá độ, xem biểu thức 1.41). Trong nhiều trường hợp người ta vẫn dùng sơ đồ đó để tính toán trong dải tần $f \le f_T/2$.

Cũng có thể vẽ sơ đồ tương đương π cho tranzistor làm việc ở tần số thấp. Lúc

này các điện dung $C_{b'e}$, $C_{b'c}$ và C_{ce} được coi như hở mạch, do đó sơ đồ tương đương π ở tần số thấp khá đơn giản (hình 1.12). Sơ đồ này hoàn toàn tương đương với sơ đồ hỗn hợp trên hình 1.8. Dùng phương trình (1.15) kết hợp với các phương trình (1.20) ÷ (1.25) ta tính được các tham số y như sau :

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}} = \frac{1}{r_{be}} = \frac{1}{r_{bb'} + \beta_o r_d}$$

$$y_{12} \approx 0$$

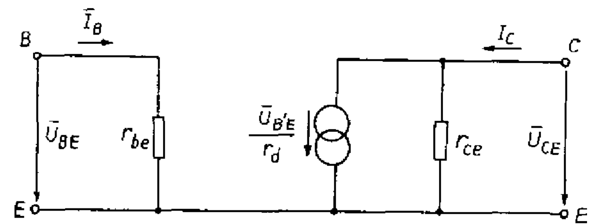
$$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}} = \frac{\beta_o}{r_{be}}$$

$$y_{22} = \frac{\Delta h}{h_{11}} \approx \frac{1}{r_{ce}}$$

$$\frac{U_{BE}}{r_d} = y_{21}U_1 = \frac{\beta_o}{r_{be}} U_{BE} \approx \beta_o I_B$$

Thay kết quả này vào sơ đồ hình 1.8 sẽ nhận được sơ đồ trên hình 1.12.

Các tham số y của sơ đồ tương đương π đối với tranzistor mắc bazo chung và colecto chung cũng tính được dựa vào hệ thức cơ bản của các dòng điện và điện áp trên các cực của tranzistor. Quan hệ các tham số y của ba cách mắc : bazo chung, emito chung và coleto chung cho trong bảng 1.8.



Hình 1.12. Sơ đồ tương đương π cho tranzistor làm việc ở tần số thấp.

Bảng 1.8

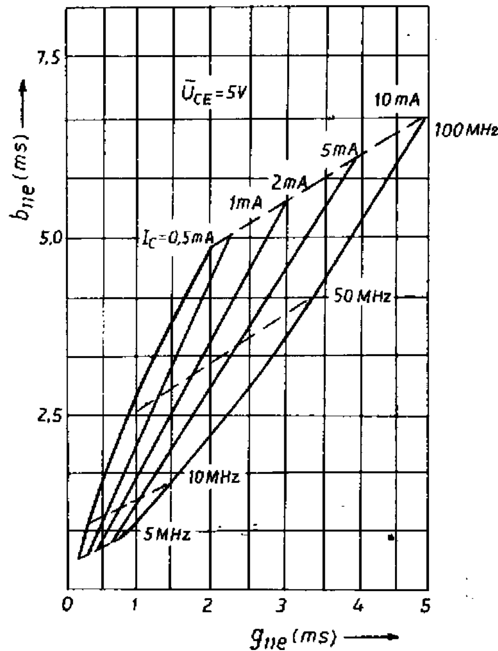
Cách mắc / Sơ đồ	B		E		C	
	y_{11b}	y_{12b}	Σy_e	$-y_{22e}-y_{12e}$	y_{22c}	$-y_{21c}-y_{22c}$
	y_{21b}	y_{22b}	$y_{21e}+y_{22e}$	$-y_{22e}$	$y_{12c}+y_{22c}$	$-\Sigma y_c$
	Σy_b	$-y_{22b}-y_{12b}$	11e	y_{12c}	y_{11c}	$-(y_{11c}+y_{12c})$
	$y_{21b}+y_{22b}$	$-y_{22b}$	y_{21e}	y_{22e}	$y_{11c}+y_{21c}$	$-\Sigma y_c$
	Σy_b	$-y_{21b}-y_{11b}$	y_{11e}	$-y_{11e}-y_{12e}$	y_{11c}	y_{12c}
	$y_{11b}+y_{12b}$	$-y_{11b}$	$y_{11e}+y_{21e}$	$-\Sigma y_e$	y_{21c}	y_{22c}

Với

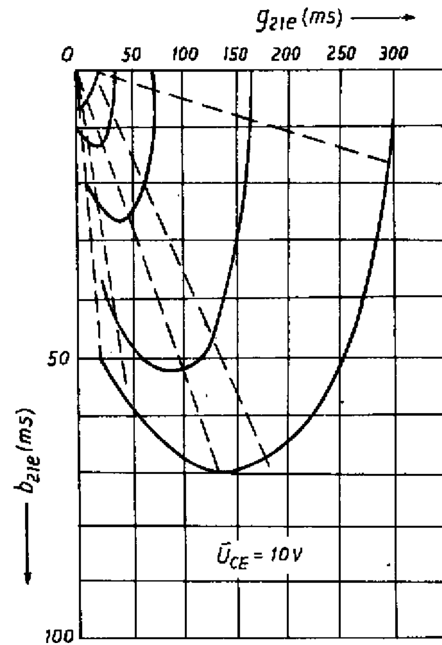
$$\left.\begin{aligned}
&\sum y_m = y_{11m} + y_{12m} + y_{21m} + y_{22m}\ ; \quad m = b, e, c. \\
&y_{11e} = g_{11e} + jb_{11e} = g_{11e} + j\,\omega C_{11e} \\
&y_{12e} = g_{12e} + jb_{12e} = g_{12e} + j\omega C_{12e} \\
&y_{21e} = g_{21e} + jb_{21e} \\
&y_{22e} = g_{22e} + jb_{22e} = g_{22e} + j\omega C_{22e}.
\end{aligned}\right\} \qquad (1.33)$$

Các tài liệu kỹ thuật thường cho biết các điện dẫn g_{11}, g_{12} và các điện dung C_{11}, C_{22}. Lúc đó dùng hệ phương trình (1.33) để xác định các điện dẫn của sơ đồ.

Đối với tranzistor tần số cao, người ta thường cho đặc tuyến tần số pha của dẫn nạp y. Hình 1.13 và 1.14 là một ví dụ.



Hình 1.13. Đặc tuyến tần số pha của dẫn nạp $y_{11e} = \varphi(I_c f)$



Hình 1.14. Đặc tuyến tần độ pha của dẫn nạp $y_{21e} = \varphi(I_c f)$.

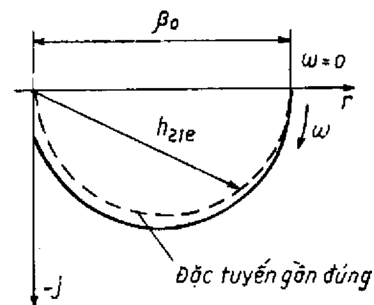
1.2.3. Tần số giới hạn

Tần số giới hạn là một tham số đặc trưng cho tranzistor làm việc ở tần số cao.

Tần số giới hạn β : f_β là tần số mà tại đó hệ số khuếch đại dòng điện của tranzistor mắc emito chung h_{21e} giảm $\sqrt{2}$ lần (tức $3dB$) so với hệ số khuếch đại β_o ở tần số thấp (xem hình 1.15).

Với định nghĩa đó của f_β ta có biểu thức (1.34).

$$h_{21e} = \frac{\beta_o}{1 + jf/f_\beta} = \beta \qquad (1.34)$$



Hình 1.15. Đặc tuyến tần số – pha của h_{21}.

Căn cứ vào biểu thức (1.26) và phương trình tính h_{21b} trong bảng 1.6, hệ số khuếch đại dòng điện theo tần số khi mắc bazo chung được tính như sau :

$$h_{21b} = \frac{-h_{21e}}{1 + h_{21e}} = \frac{-\alpha_o}{1 + j\dfrac{f(1-\alpha_o)}{f_\beta}} = \frac{-\alpha_o}{1 + j\dfrac{f}{f_\alpha}} \quad (1.35)$$

trong đó, $f_\alpha = f_\beta/(1 - \alpha_o) \approx \beta_o f_\beta$

f_α : tần số giới hạn của tranzistor khi mắc bazo chung.

Các tần số giới hạn f_α và f_β được xác định theo tham số của tranzistor như sau (xem hình 1.11) :

$$f_\alpha = \frac{1}{2\pi r_d C_{b'e}} \quad (1.37)$$

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1 - \alpha_o}{r_d(C_{b'e} + C_{b'c})} \quad (1.38)$$

Theo (1.34), tần số tăng thì $|h_{21e}|$ giảm, $|h_{21e}| = 1$ khi $f = f_1$,

f_1 gọi là tần số đơn vị và từ (1.34) suy ra :

$$f_1 = f_\beta \sqrt{\beta_o^2 - 1} \quad (1.39)$$

So sánh (1.39) với (1.36) ta nhận thấy :

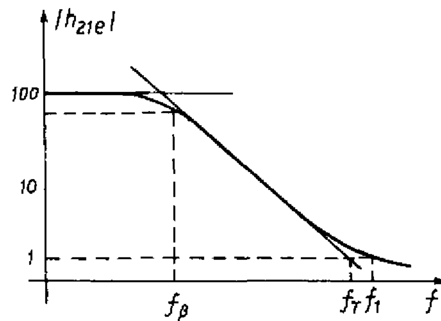
$$f_1 \approx f_\alpha$$

Khi $f >> f_\beta$ thì mẫu số của (1.34) tiệm cận với jf/f_β, do đó ta suy ra :

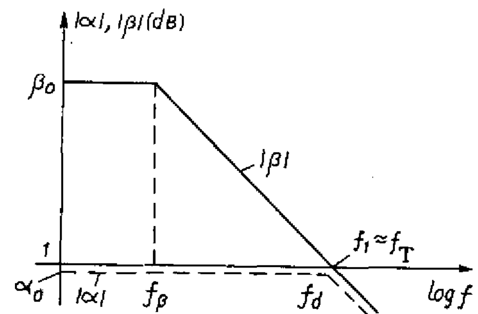
$$|h_{21e}(f)|f = \beta_o f_\beta = f_T, \quad (1.41)$$

f_T gọi là tần số giới hạn quá độ.

Về lý thuyết $f_T = f_1$, trên thực tế f_T nhỏ hơn f_1 chút ít. Hình 1.16 biểu diễn quan hệ của $|h_{21e}|$ theo tần số và hình 1.17 cho biết quan hệ đó trên đồ thị Bode. Từ (1.41) và hình 1.17 ta thấy ở tần số $f >> f_\beta$, $|h_{21e}|$ giảm với độ dốc $-20\ dB/D$ và tích $f_\beta \cdot \beta_o = f_T$ không phụ thuộc tần số.



Hình 1.16. Các tần số giới hạn của tranzistor.



Hình 1.17. Quan hệ gần đúng của $|h_{21e}|$ và $|h_{21b}|$ theo tần số.

Trong các tài liệu kỹ thuật còn cho biết tần số cực đại f_{max}. Tại f_{max} hệ số khuếch đại công suất bằng 1 (khi có phối hợp trở kháng ở đầu vào và đầu ra), f_{max} đặc trưng

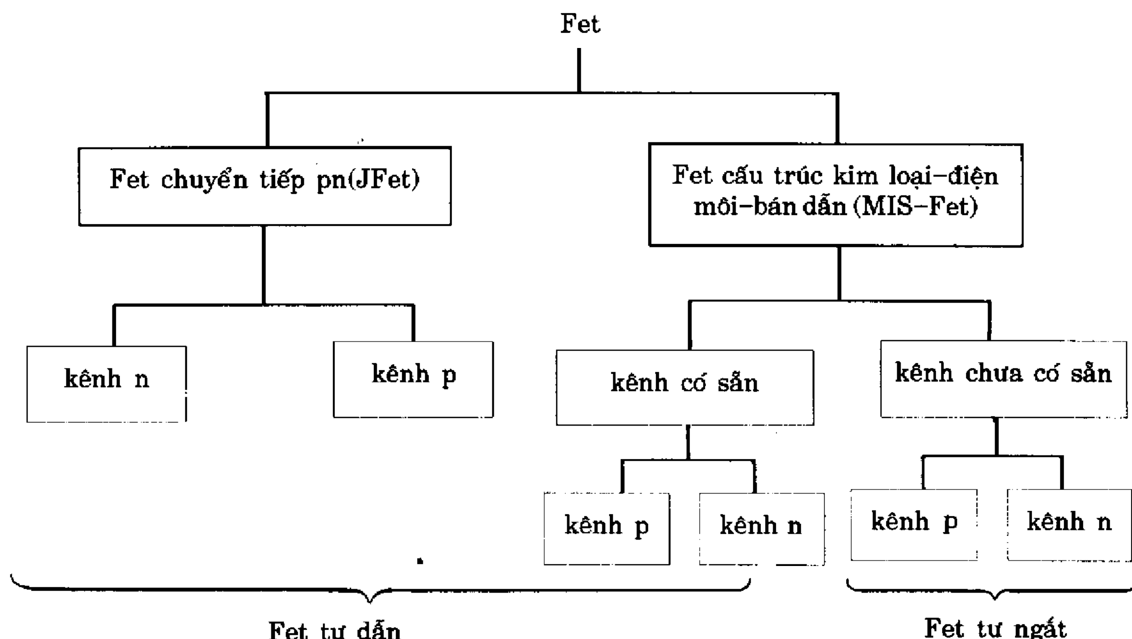
cho khả năng làm việc của tranzisotr. Khi $f > f_{max}$ tranzistor không còn là linh kiện tích cực nữa, f_{max} được xác định theo biểu thức sau :

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_\alpha}{8\pi r_{bb'} C_{b'c}}} > f_1 \quad (1.42)$$

1.3. Đặc tính cơ bản và tham số của tranzistor hiệu ứng trường (Fet)

1.3.1. Phân loại và các điểm cơ bản

Tranzistor hiệu ứng trường được phân loại theo sơ đồ hình 1.18.



Hình 1.18. Sơ đồ phân loại Fet.

Theo hình (1.18), ta thấy có sáu loại tranzistor hiệu ứng trường. Ký hiệu và đặc tuyến của chúng cho trong bảng 1.9.

Nếu đặt vào giữa cực cửa *G* (Gate) và cực nguồn *S* (Source) một tín hiệu thì U_{GS} thay đổi làm cho điện trở giữa cực máng *D* (Drain) và cực nguồn *S* (Source) thay đổi, do đó dòng điện cực máng I_D thay đổi theo. Vậy Fet là một dụng cụ khống chế điện áp giống triot chân không. Vì vậy đôi khi người ta còn gọi cực cửa là lưới, cực nguồn là catot và cực máng là anot. Trong thực tế, có nhiều Fet đối xứng, nghĩa là có thể đổi lẫn cực máng và cực nguồn mà tính chất của Fet không đổi.

– Trong JFet, cực cửa nối với kênh máng – nguồn qua mặt ghép *pn* hoặc *np*. Khi đặt điện áp phân cực U_{GS} đúng chiều quy ước (bảng 1.9) thì điot mặt ghép ngắt, ngược lại nếu đổi chiều U_{GS} thì điot thông, do đó dòng cửa khác không.

– Với *MIS–Fet* thì cực cửa và kênh máng – nguồn được cách ly bởi một lớp SiO_2, do đó dòng cửa luôn luôn bằng không.

Khi làm việc, dòng cửa của *JFet* cỡ 1 pA đến 10 nA, còn dòng cửa của *MIS-Fet* nhỏ hơn của *JFet* khoảng 10^{-3} lần. Vì vậy điện trở vào của *JFet* nằm trong khoảng $(10^{10} \div 10^{13})\Omega$ và của *MIS-Fet* $(10^{13} \div 10^{15})\Omega$.

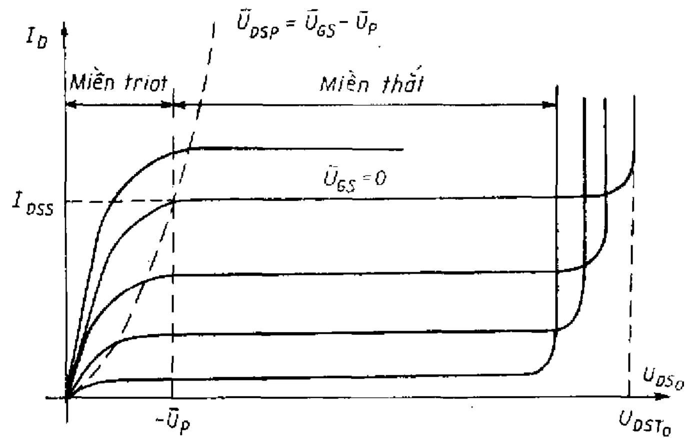
Bảng 1.9

Kênh	Loại, ký hiệu	Cực tính				Đặc tuyến	
		$\bar{U}_{DS}$	I_D	U_{GS}	$\bar{U}_P$	Truyền đạt	Ra
n	J Fet kênh n	>0	>0	<0	<0		
P	J Fet kênh P	<0	<0	>0	>0		
n	MTS-Fet kênh có sẵn n	>0	>0	<0	<0		
P	MTS-Fet kênh có sẵn P	<0	<0	>0	>0		
n	MTS-Fet kênh chưa có sẵn n	>0	>0	>0	>0		
P	MTS-Fet kênh chưa có sẵn P	<0	<0	<0	<0		

Chú thích : I_{DSS} : Dòng máng bão hòa ; $\bar{U}_P$: Điện áp thắt, $\bar{U}_P \approx (1 \div 6)$ V

$\bar{U}_{DSP}$: Điện áp máng nguồn ứng với trạng thái thắt của Fet, $\bar{U}_{DSP} = -\bar{U}_P + \bar{U}_{GS}$

Trong các *Fet* kênh *n*, dòng máng giảm (về trị tuyệt đối) khi điện thế cực cửa giảm ; còn trong *Fet* kênh *p* thì ngược lại. Để đơn giản, sau đây ta chỉ xét *Fet* kênh *n*. Trường hợp muốn thay thế *Fet* kênh *n* bởi *Fet* kênh *p*, chỉ việc đổi chiều các điện áp cung cấp (xem bảng 1.9). Nếu trong mạch có điot hoặc tụ hóa cũng phải đổi chiều mắc những linh kiện này.



Hình 1.19. Các miền làm việc của *Fet*.

JFet và *MIS-Fet* kênh có sẵn dòng máng lớn khi $U_{GS} = 0$, vì thế các loại *Fet* này còn có tên chung là *Fet* tự dẫn. Ngược lại, *MIS-Fet* kênh không có sẵn, ngắt khi $U_{GS} = 0$ và gọi là *Fet* tự ngắt.

Thường *MIS-Fet* có bốn cực, cực thứ tư cũng có tác dụng khống chế như cực cửa. Nếu cần dùng hai cực điều khiển thì dùng loại *MIS-FET* bốn cực này.

Trường hợp không dùng đến cực thứ tư thì nối nó với cực nguồn.

Trên đặc tuyến ra của *Fet* (hình 1.19), ta nhận thấy khi U_{DS} tăng quá lớn thì dòng máng I_D tăng đột biến, lúc đó xẩy ra hiện tượng đánh thủng. Điện áp đánh thủng cỡ (20 ÷ 50)V và được xác định theo biểu thức (1.44) :

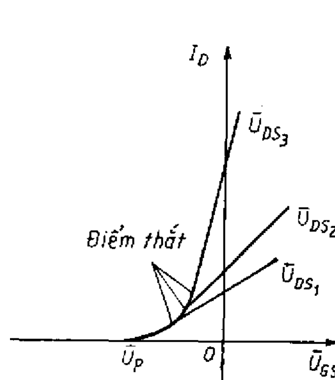
$$U_{DST} = U_{DST_0}\ (\text{tại } U_{GS} = 0) + U_{GS} \tag{1.44}$$

Đặc tuyến truyền dẫn $I_D = f(U_{GS})$ thay đổi khi U_{DS} thay đổi (hình 1.20) và khi nhiệt độ thay đổi (hình 1.21).

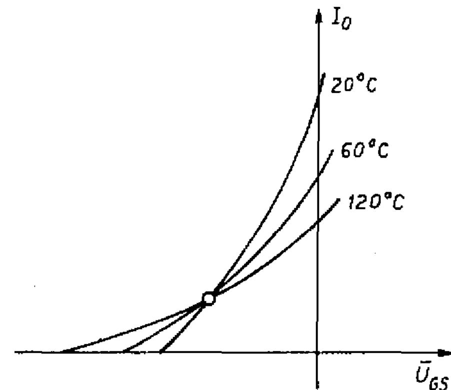
Để thuận tiện cho việc phân tích, người ta chia đặc tuyến von – ampe của *Fet* làm hai miền :

– Miền triod có đặc điểm là điện áp máng U_{DS} nhỏ và không có hiện tượng thắt.

– Miền thắt, ứng với trường hợp $U_{DST_0} > U_{DS} > (U_{GS} - U_P)$.



Hình 1.20. Đặc tuyến truyền dẫn của JFet với $U_{DS1} > U_{DS2} > U_{DS3}$.



Hình 1.21. Sự phụ thuộc nhiệt độ của đặc tuyến truyền dạt.

Biểu thức gần đúng biểu diễn quan hệ giữa dòng điện máng với các điện áp các cực trong hai miền nói trên cho trong bảng 1.10.

Khi sử dụng *Fet*, đặc biệt là *MIS-Fet* cần phải quan tâm đến điện áp cho phép cực đại U_{GSmax} và U_{GDmax}. Trong thực tế, để bảo vệ *MIS-Fet* người ta mắc giữa đầu *G* và đầu *S* một điot Zener mà điện áp Zener của nó lớn hơn điện áp nguồn cung cấp, sao cho điot đạt được hiệu ứng Zener khi $U_{GS} = U_{GSmax}$. Tuy nhiên điot Zener sẽ làm giảm điện trở vào của *MIS-Fet*.

Bảng 1.10

Loại Fet	Biểu thức toán học biểu diễn đặc tuyến V – A của Fet	
	Miền triot	Miền thắt
MIS – Fet	$I_D = \frac{2I_{DSS}}{U_P^2}\left[(U_{GS} - U_P)U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2}\right]$ (1.45)	$I_D = I_{DSS}\left(\frac{U_{GS}}{U_P} - 1\right)^2 = I_{DSS}\left(\frac{U_{DSP}^2}{U_P^2}\right)$ (1.46)
JFet	$I_D = I_o\left[\frac{U_{DS}}{U_D - U_P} - \frac{2}{3}\left\{\left(\frac{U_{DS} - U_{GS} + U_D}{U_D - U_P}\right)^{-3/2} - \left(\frac{U_D - U_{GS}}{U_D - U_P}\right)^{3/2}\right\}\right]$ (1.47)	$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2$ (1.48)

Điện áp tạp âm của *Fet* thường nhỏ hơn điện áp tạp âm của tranzistor lưỡng cực nhiều. Điện áp tạp âm vào của *MIS-Fet* ở tần số thấp lớn hơn của *JFet* từ 10 đến 1000 lần. Vì vậy *MIS-Fet* chỉ thích hợp cho những sơ đồ ít tạp âm ở tần số cao. Ở tần số thấp, chỉ dùng *MIS-Fet* khi yêu cầu điện trở vào lớn mà *JFet* không thể thỏa mãn được.

1.3.2. Sơ đồ tương đương và tần số giới hạn

Khi mắc *Fet* theo sơ đồ nguồn (*S*) chung, ta có phương trình biểu diễn quan hệ giữa dòng điện ra tức thời và điện áp các cực sau đây :

$$i_D = f(u_{GS}, u_{DS}) \tag{1.49}$$

Vì phân toàn phần (1.49) và chuyển thành biểu thức gần đúng (1.50)

$$\Delta i_D \approx \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}}\bigg|_{u_{DS}} \Delta u_{GS} + \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}}\bigg|_{u_{GS}} \Delta u_{DS} \tag{1.50}$$

Từ (1.50) suy ra biểu thức đối với tín hiệu nhỏ :

$$i_D = g_m u_{GS} + g_{ds} u_{DS}, \tag{1.51}$$

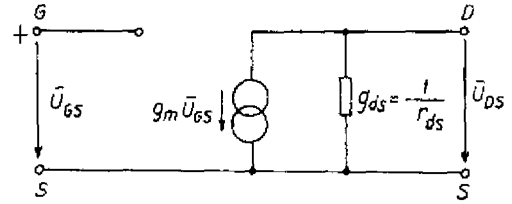
trong đó :

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}}\bigg|_{u_{DS} = 0} = \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{GS}}\bigg|_{u_{DS} = const} = S \tag{1.52}$$

$$g_{ds} = \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}}\bigg|_{u_{GS} = 0} = \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{DS}}\bigg|_{u_{GS} = const} \tag{1.53}$$

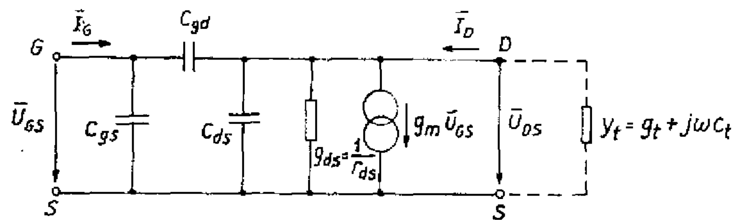
Căn cứ vào họ đặc tuyến của *Fet* và điểm làm việc cụ thể trên đó, có thể xác định được g_m theo (1.52) và g_{ds} theo (1.53).

Từ (1.51) ta vẽ được sơ đồ tương đương tần số thấp của *Fet* đối với tín hiệu bé như trên hình 1.22.



Hình 1.22. Sơ đồ tương đương tần số thấp của *Fet*.

Ở tần số cao, người ta dùng sơ đồ tương đương hình 1.23, trong đó C_{gs} và C_{gd} là điện dung cửa – nguồn và điện dung cửa – máng kể cả điện dung phân bố ; C_{ds} là điện dung mặt ghép *pn* của máng và kênh hoặc nguồn và kênh. Các điện dẫn g_m và g_{ds} xác định theo (1.52) và (1.53). Bảng 1.11 cho biết giá trị đặc trưng của các tham số của *Fet*.



Hình 1.23. Sơ đồ tương đương tần số cao của *Fet* ($f \leq$ (10 ... 100) MHz).

Bảng 1.11

Tham số	*JFet*	*MIS-Fet*
$S = g_m$ (1/Ω)	$0,1.10^{-3} \div 10.10^{-3}$	$0,5.10^{-3} \div 10.10^{-3}$
g_{ds} (1/Ω)	$10^{-6} \div 10^{-5}$	$10^{-5} \div 10^{-4}$
C_{gd} ;C_{ds}(pF)	$0,1 \div 2$	$0,1 \div 2$
C_{gs} (pF)	$2 \div 10$	$2 \div 10$

Để đặc trưng cho tính chất của *Fet* ở tần số cao, dùng tần số giới hạn f_g. Tại tần số f_g hệ số khuếch đại điện áp K_u của *Fet* giảm $\sqrt{2}$ lần so với hệ số khuếch đại ở tần số thấp K_{uo}.

Để đánh giá, tính thử f_g cho cách mắc nguồn (*S*) chung. Theo hình 1.23 :

$$I_D = \overline{U}_{DS}y_{ds} + g_m\overline{U}_{GS} = -\overline{U}_{DS}y_t$$

do đó
$$K_u = \frac{U_{DS}}{U_{GS}} = \frac{-g_m}{y_{ds} + y_t} \tag{1.54}$$

trong đó : $y_{ds} = g_{ds} + j\omega C_{ds} + j\omega C_{gs} \approx j\omega C_{ds}$

$y_t = g_t + j\omega C_t$

Biểu thức (1.54) cũng có thể viết như (1.55)

$$K_u \approx \frac{-g_m}{g_t + j\omega(C_t + C_{ds})} \tag{1.55}$$

Biểu thức gần đúng biểu diễn quan hệ giữa dòng điện máng với các điện áp các cực trong hai miền nói trên cho trong bảng 1.10.

Khi sử dụng *Fet*, đặc biệt là *MIS-Fet* cần phải quan tâm đến điện áp cho phép cực đại U_{GSmax} và U_{GDmax}. Trong thực tế, để bảo vệ *MIS-Fet* người ta mắc giữa đầu *G* và đầu *S* một điot Zener mà điện áp Zener của nó lớn hơn điện áp nguồn cung cấp, sao cho điot đạt được hiệu ứng Zener khi $U_{GS} = U_{GSmax}$. Tuy nhiên điot Zener sẽ làm giảm điện trở vào của *MIS-Fet*.

Bảng 1.10

Loại Fet	Biểu thức toán học biểu diễn đặc tuyến V – A của Fet	
	Miền triot	Miền thắt
MIS – Fet	$I_D = \frac{2I_{DSS}}{U_P^2}\left[(U_{GS} - U_p)U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2}\right]$ (1.45)	$I_D = I_{DSS}\left(\frac{U_{GS}}{U_P} - 1\right)^2 = I_{DSS}\left(\frac{U_{DSP}^2}{U_P^2}\right)$ (1.46)
JFet	$I_D = I_o\left[\frac{U_{DS}}{U_D - U_P} - \frac{2}{3}\left\{\left(\frac{U_{DS} - U_{GS} + U_D}{U_D - U_P}\right)^{-3/2} - \left(\frac{U_D - U_{GS}}{U_D - U_P}\right)^{3/2}\right)\right\}\right]$ (1.47)	$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2$ (1.48)

Điện áp tạp âm của *Fet* thường nhỏ hơn điện áp tạp âm của tranzistor lưỡng cực nhiều. Điện áp tạp âm vào của *MIS-Fet* ở tần số thấp lớn hơn của *JFet* từ 10 đến 1000 lần. Vì vậy *MIS-Fet* chỉ thích hợp cho những sơ đồ ít tạp âm ở tần số cao. Ở tần số thấp, chỉ dùng *MIS-Fet* khi yêu cầu điện trở vào lớn mà *JFet* không thể thỏa mãn được.

1.3.2. Sơ đồ tương đương và tần số giới hạn

Khi mắc *Fet* theo sơ đồ nguồn (*S*) chung, ta có phương trình biểu diễn quan hệ giữa dòng điện ra tức thời và điện áp các cực sau đây :

$$i_D = f(u_{GS}, u_{DS}) \tag{1.49}$$

Vi phân toàn phần (1.49) và chuyển thành biểu thức gần đúng (1.50)

$$\Delta i_D \approx \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}}\Big|_{u_{DS}} \Delta u_{GS} + \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}}\Big|_{u_{GS}} \Delta u_{DS} \tag{1.50}$$

Từ (1.50) suy ra biểu thức đối với tín hiệu nhỏ :

$$i_D = g_m u_{GS} + g_{ds} u_{DS}, \tag{1.51}$$

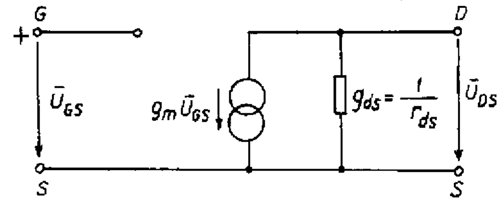
trong đó :

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}}\Big|_{u_{DS} = 0} = \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{GS}}\Big|_{u_{DS} = const} = S \tag{1.52}$$

$$g_{ds} = \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}}\Big|_{u_{GS} = 0} = \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{DS}}\Big|_{u_{GS} = const} \tag{1.53}$$

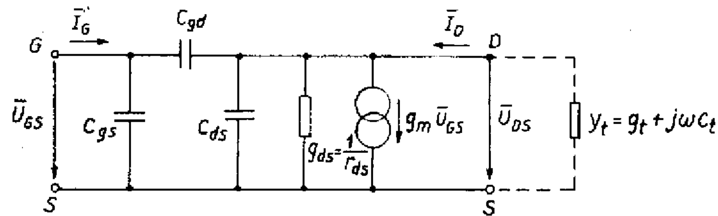
Căn cứ vào họ đặc tuyến của *Fet* và điểm làm việc cụ thể trên đó, có thể xác định được g_m theo (1.52) và g_{ds} theo (1.53).

Từ (1.51) ta vẽ được sơ đồ tương đương tần số thấp của *Fet* đối với tín hiệu bé như trên hình 1.22.



Hình 1.22. Sơ đồ tương đương tần số thấp của *Fet.*

Ở tần số cao, người ta dùng sơ đồ tương đương hình 1.23, trong đó C_{gs} và C_{gd} là điện dung cửa - nguồn và điện dung cửa - máng kể cả điện dung phân bố ; C_{ds} là điện dung mặt ghép *pn* của máng và kênh hoặc nguồn và kênh. Các điện dẫn g_m và g_{ds} xác định theo (1.52) và (1.53). Bảng 1.11 cho biết giá trị đặc trưng của các tham số của *Fet*.



Hình 1.23. Sơ đồ tương đương tần số cao của *Fet* ($f \leq$ (10 ... 100) MHz).

Bảng 1.11

Tham số	*JFet*	*MIS-Fet*
$S = g_m$ (1/Ω)	$0{,}1.10^{-3} \div 10.10^{-3}$	$0{,}5.10^{-3} \div 10.10^{-3}$
g_{ds} (1/Ω)	$10^{-6} \div 10^{-5}$	$10^{-5} \div 10^{-4}$
C_{gd} ;C_{ds}(pF)	0,1÷ 2	0,1 ÷ 2
C_{gs} (pF)	2 ÷ 10	2 ÷ 10

Để đặc trưng cho tính chất của *Fet* ở tần số cao, dùng tần số giới hạn f_g. Tại tần số f_g hệ số khuếch đại điện áp K_u của *Fet* giảm $\sqrt{2}$ lần so với hệ số khuếch đại ở tần số thấp K_{uo}.

Để đánh giá, tính thử f_g cho cách mắc nguồn (*S*) chung. Theo hình 1.23 :

$$I_D = \overline{U}_{DS}y_{ds} + g_m\overline{U}_{GS} = -\overline{U}_{DS}y_t$$

do đó
$$K_u = \frac{U_{DS}}{U_{GS}} = \frac{-g_m}{y_{ds} + y_t} \tag{1.54}$$

trong đó : $y_{ds} = g_{ds} + j\omega C_{ds} + j\omega C_{gs} \approx j\omega C_{ds}$

$y_t = g_t + j\omega C_t$

Biểu thức (1.54) cũng có thể viết như (1.55)

$$K_u \approx \frac{-g_m}{g_t + j\omega(C_t + C_{ds})} \tag{1.55}$$

Ở tần số thấp, hệ số khuếch đại điện áp K_{uo} được tính như sau :

$$K_{uo} = \frac{-g_m}{g_t}$$

và

$$\frac{|K_u|}{K_{uo}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f_g)^2 \left(\frac{C_{ds} + C_t}{C_t}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

suy ra

$$f_g = \frac{g_t}{2\pi(C_{ds} + C_t)} \tag{1.56}$$

1.3.3. Đặc điểm của *Fet* so với tranzistor lưỡng cực và đèn điện tử, ứng dụng của *Fet*

So với đèn điện tử thì *Fet* có những ưu điểm giống như tranzistor lưỡng cực như kích thước nhỏ, điện áp cung cấp nhỏ, công suất cung cấp nhỏ (không có sợi đốt), độ tin cậy cao. So với tranzistor lưỡng cực, *Fet* có ưu điểm đặc biệt là không yêu cầu dòng vào (trở kháng vào lớn) nhưng nó lại có nhược điểm là độ dốc g_m nhỏ và nhạy cảm đối với điện tích tĩnh. Vì những lý do đó *Fet* ít được dùng trong mạch rời rạc. Dùng *Fet* trong mạch tích hợp sẽ tiết kiệm được công suất cung cấp. Vì vậy trong mạch rời rạc *Fet* chỉ được dùng khi yêu cầu trở kháng vào lớn và tạp âm nhỏ. Bảng 1.12 tóm tắt những ứng dụng cơ bản của *Fet*.

Bảng 1.12

Đặc điểm	Phạm vi ứng dụng
Trở kháng vào lớn	Tầng khuếch đại sơ bộ nối với micro điện dung Tầng khuếch đại sơ bộ trong camera hình Tầng vào của các thiết bị đo
Điện trở ra lớn (miền thắt)	Mạch hạn dòng Mạch tạo dòng
Điện dung ghép hồi tiếp nhỏ	Khuếch đại cao tần không có trung hòa
Tạp âm nhỏ	Khuếch đại điện áp nhỏ, đặc biệt đối với nguồn tín hiệu có trở kháng trong lớn
Đặc tuyến truyền đạt bậc 2	Tầng trộn tần (giảm hài bậc cao)

1.4. Sơ lược phương pháp tính các mạch tuyến tính và phi tuyến

Giáo trình lý thuyết mạch đã nghiên cứu phương pháp tính các mạch tuyến tính và phi tuyến. Ở đây sẽ nhắc lại một vài phương pháp phổ biến và các trường hợp dùng cụ thể.

Để tính toán các mạch tuyến tính thường dùng phương pháp điện áp nút. Khi chỉ cần tính dòng điện một nhánh của một mạch có nhiều nguồn độc lập thì dùng phương pháp xếp chồng. Với các mạch đối xứng (tầng khuếch đại vi sai, tầng khuếch đại đẩy kéo) thì chỉ cần tính cho một vế của mạch. Tổng hợp kết quả hai vế sẽ là kết quả của cả mạch. Ngoài ra, để đơn giản quá trình tính, còn áp dụng một số định lý cơ bản như định lý Miller, định lý Tevenin và một số phép biến đổi khác.

Để tính các hệ thống phi tuyến, thường dùng hai phương pháp : dùng chuỗi Taylor cho trường hợp tín hiệu nhỏ và đường cong $I = f(u)$ là đường cong trơn ; dùng chuỗi Fourier cho trường hợp tín hiệu lớn và đường cong $I = f(u)$ là đường gấp khúc (nghĩa là đường cong liên tục được biểu diễn gần đúng bởi đường gấp khúc gồm nhiều đoạn thẳng có độ dốc khác nhau). Trong những trường hợp này phải lưu ý đến méo phi tuyến. Độ méo phi tuyến k được xác định theo biểu thức (1.57).

$$k = \sqrt{\frac{\hat{I}_{2\omega}^2 + \hat{I}_{3\omega}^2 + \ldots}{\hat{I}_{\omega}^2 + \hat{I}_{2\omega}^2 + \hat{I}_{3\omega}^2 + \ldots}}\ 100\%$$

$$\approx \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{n} \hat{I}_{i\omega}^2}}{\hat{I}_{\omega}} \qquad (1.57)$$

trong đó, $I\omega$ – biên độ thành phần cơ bản (hữu ích) ;

$I_{2}\omega, I_{3}\omega$ – biên độ các hài bậc cao.

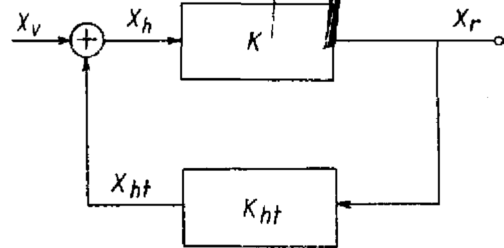
Chương 2

HỒI TIẾP

2.1. Các định nghĩa cơ bản

Hồi tiếp là ghép một phần tín hiệu ra (điện áp hoặc dòng điện) của mạng bốn cực tích cực về đầu vào thông qua một mạng bốn cực gọi là mạng hồi tiếp (hình 2.1).

Hồi tiếp đóng vai trò rất quan trọng trong kỹ thuật mạch tương tự. Hồi tiếp cho phép cải thiện các tính chất của bộ khuếch đại, nâng cao chất lượng của bộ khuếch đại.



Hình 2.1. Sơ đồ khối bộ khuếch đại có hồi tiếp. K : hệ số khuếch đại ; K_{ht} : hệ số hồi tiếp ; X_v : tín hiệu vào ; X_h : tín hiệu hiệu ; X_r : tín hiệu ra ; X_{ht} : tín hiệu hồi tiếp.

Người ta phân biệt hai loại hồi tiếp cơ bản : *hồi tiếp âm và hồi tiếp dương*. Tín hiệu hồi tiếp âm ngược pha với tín hiệu vào, nên làm yếu tín hiệu vào. Ngược lại, tín hiệu hồi tiếp dương đồng pha với tín hiệu vào do đó nó làm mạnh tín hiệu vào. Hồi tiếp dương thường làm cho bộ khuếch đại mất ổn định và trước hết nó được sử dụng để tạo dao động.

Ngoài ra, còn phân biệt hồi tiếp một chiều và hồi tiếp xoay chiều. Hồi tiếp âm một chiều được dùng để ổn định chế độ công tác, còn hồi tiếp âm xoay chiều được dùng để ổn định các tham số của bộ khuếch đại.

Trong chương này, ta sẽ chỉ xét hồi tiếp âm xoay chiều. Hồi tiếp dương sẽ được xét cụ thể trong chương 10.

Mạch điện của bộ khuếch đại có hồi tiếp được phân làm bốn loại :

a) Hồi tiếp nối tiếp – điện áp (hình 2.2a) : tín hiệu hồi tiếp đưa về đầu vào nối tiếp với nguồn tín hiệu ban đầu và tỷ lệ với điện áp ở đầu ra.

b) Hồi tiếp song song điện áp (hình 2.2b) : tín hiệu hồi tiếp đưa về đầu vào song song với nguồn tín hiệu ban đầu và tỷ lệ với điện áp ra.

c) Hồi tiếp nối tiếp – dòng điện (hình 2.2c) : tín hiệu hồi tiếp về đầu vào nối tiếp với nguồn tín hiệu ban đầu và tỷ lệ với dòng điện ra.

d) Hồi tiếp song song – dòng điện (hình 2.2d) : tín hiệu hồi tiếp về đầu vào song song với nguồn tín hiệu ban đầu và tỷ lệ với dòng điện ra.

2.2. Các phương trình cơ bản của mạng bốn cực có hồi tiếp

Tất cả bốn loại mạch hồi tiếp trên đây đều có thể quy về sơ đồ khối tổng quát của một mạch điều khiển như trên hình 2.3.

Giả thiết các khối đều là các hệ tuyến tính và tín hiệu chỉ chạy theo chiều mũi tên.

Từ sơ đồ khối, rút ra các quan hệ sau đây :

$X_r = KX_h$; $X_v = K_nX_n$

$X_h = X_v - X_{ht}$; $X_{ht} = K_{ht}X_r$

Tổ hợp các phương trình này cho ta phương trình cơ bản của mạng bốn cực có hồi tiếp (2.1) và (2.2).

$$K' = \frac{X_r}{X_v} = \frac{K}{1 + KK_{ht}} \qquad (2.1)$$

$$K_{tp} = \frac{X_r}{X_n} = K'K_n \qquad (2.2)$$

trong đó, K' – hàm truyền đạt của mạng bốn cực tích cực có hồi tiếp.

K_{tp} – hàm truyền đạt toàn phần của nó ;

K_n – hàm truyền đạt của khâu ghép giữa nguồn tín hiệu X_n và bộ khuếch đại.

Gọi $K_v = KK_{ht}$ là hệ số khuếch đại vòng ;

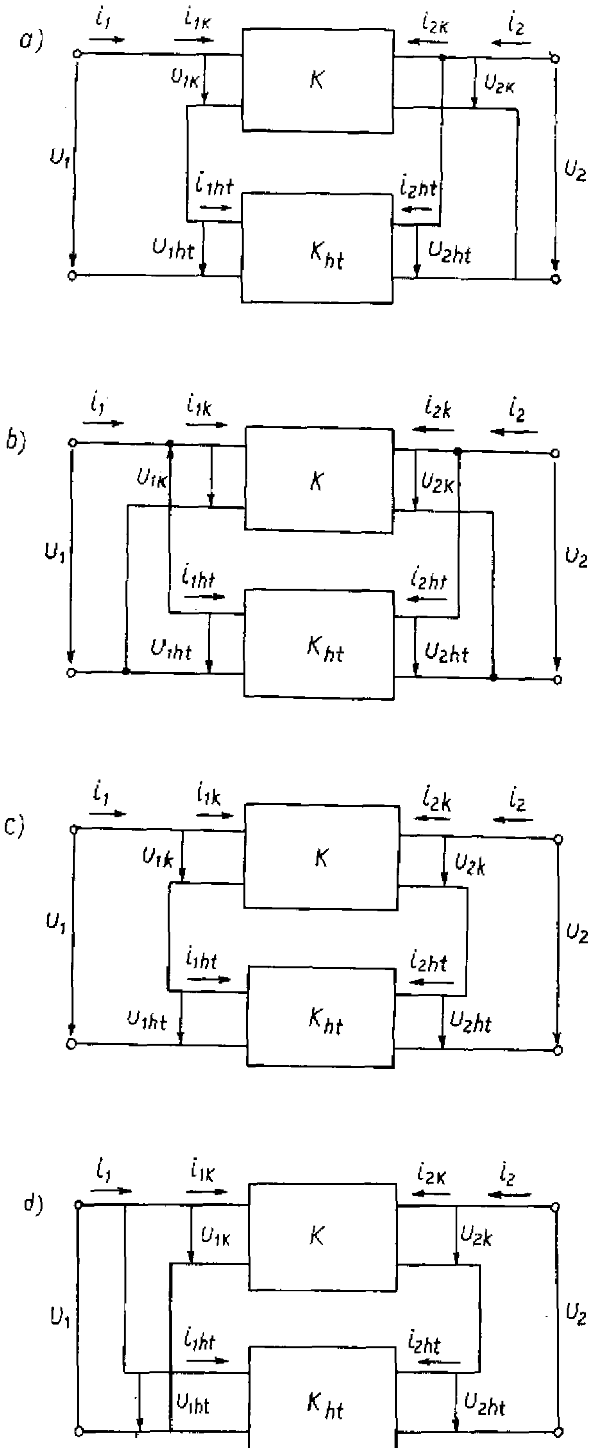
$g = 1 + K_v = 1 + KK_{ht}$ là độ sâu hồi tiếp. Các tham số K_v và g là những tham số dùng để đánh giá mức độ thay đổi các tham số của bộ khuếch đại do hồi tiếp âm gây ra và đánh giá mức độ ổn định của bộ khuếch đại đó.

Khi $|1 + KK_{ht}| > 1$ thì theo (2.1) $|K'| < |K|$, tương ứng có hồi tiếp âm.

Ngược lại, khi $|1 + KK_{ht}| < 1$ thì $|K'| > |K|$, nghĩa là mạch có hồi tiếp dương.

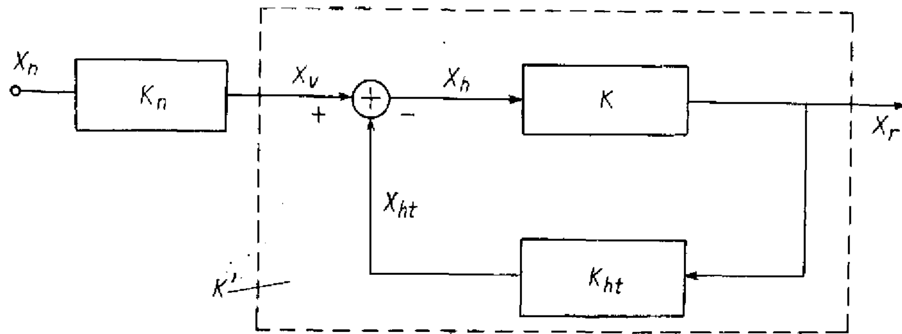
Trường hợp đặc biệt $|K_v| = |KK_{ht}| >> 1$, từ (2.1) suy ra

$$K' = \frac{X_r}{X_v} \approx \frac{1}{K_{ht}} \qquad (2.3)$$



Hình 2.2. Các loại mạch hồi tiếp .
a) hồi tiếp nối tiếp – điện áp ; b) hồi tiếp song song – điện áp ; c) hồi tiếp nối tiếp – dòng điện ; d) hồi tiếp song song – dòng điện .
K : hàm truyền đạt của mạng bốn cực khuếch đại ;
K_{ht} : hàm truyền đạt của mạng bốn cực hồi tiếp.

và $$K_{tp} = \frac{X_r}{X_n} \approx \frac{K_n}{K_{ht}} \tag{2.4}$$



Hình 2.3. Sơ đồ khối toàn phần của bộ khuếch đại có hồi tiếp.

Vậy, một hệ thống khép kín có hệ số khuếch đại vòng rất lớn, thì hàm truyền đạt của nó hầu như không phụ thuộc vào các tính chất của mạng bốn cực khuếch đại mà chỉ phụ thuộc vào tính chất của mạng bốn cực hồi tiếp. Sự thay đổi các tham số của phần tử tích cực và độ tạp tán của nó không ảnh hưởng đến các tính chất của bộ khuếch đại có hồi tiếp. Vì vậy, muốn xây dựng các bộ khuếch đại chính xác, phải dùng linh kiện (chủ yếu là điện trở) chính xác trong khâu hồi tiếp.

2.3. Phương pháp phân tích bộ khuếch đại có hồi tiếp

Để phân tích các mạch có hồi tiếp (ví dụ : tính hệ số khuếch đại, điện trở vào, điện trở ra, dải tần làm việc, ...) có thể dùng một số phương pháp khác nhau. Các phương pháp hay dùng nhất là áp dụng :

- Lý thuyết mạng bốn cực ;
- Các định luật Kiếc-khốp ;
- Phương pháp phân tích khối trong kỹ thuật điều khiển.

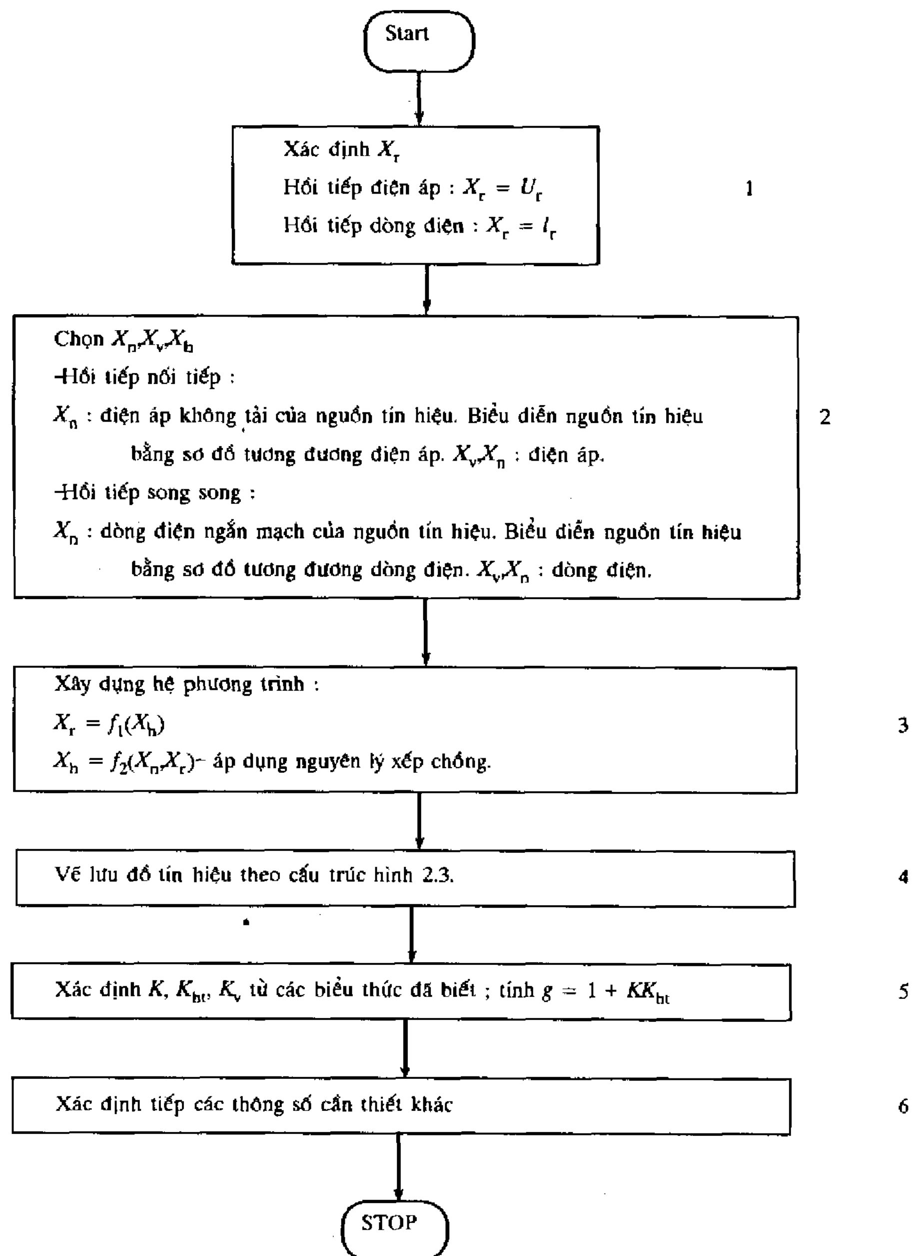
Ở đây để đơn giản ta dùng phương pháp phân tích khối trong kỹ thuật điều khiển, vì phương pháp này cho phép nhanh chóng nhận ra được nguyên tắc làm việc của mạch và dễ dàng chuyển tất cả các mạch có hồi tiếp về một "cấu trúc chuẩn". Trên cơ sở đó xác định và đánh giá các đại lượng của mạch.

Vấn đề cơ bản ở đây là tìm cách biến đổi mạch điện cần phân tích về dạng chuẩn của một mạch điều khiển trên hình 2.3. Xuất phát từ đó sẽ lần lượt thực hiện quá trình phân tích theo bảng 2.1.

Trong bảng 2.1., X_r là đại lượng ra (U_r hoặc I_r) được hồi tiếp về đầu vào. Đại lượng X_n *hoặc* X_v được chọn *là điện áp* nếu mạch có *hồi tiếp nối tiếp* và được chọn là *dòng điện* nếu mạch có hồi tiếp *song song*. Thường chọn X_h *cùng thứ nguyên với* X_n. Tuy nhiên, điều đó không bắt buộc, X_n tuỳ theo cách chọn có thể là dòng hay áp đều được (xem ví dụ).

Cấu trúc của sơ đồ khối hình 2.3 được miêu tả bởi các phương trình $X_r = f_1(X_h)$ và $X_h = f_2(X_n, X_r)$.

Bảng 2.1. **Lưu đồ tính toán các mạch điện có hồi tiếp**

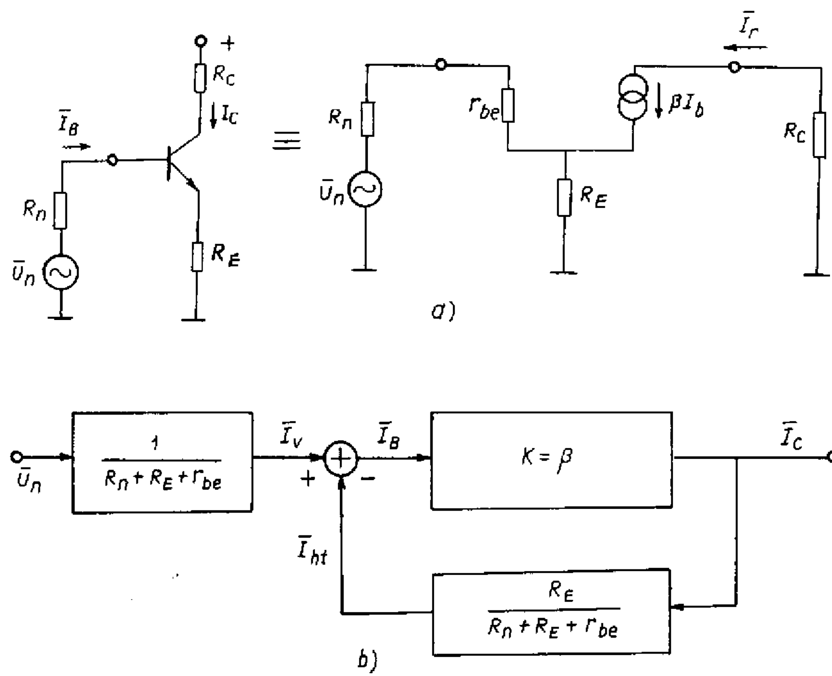


Phương trình thứ nhất cho phép xác định hàm truyền đạt $K = \frac{X_r}{X_h}$. Áp dụng nguyên lý xếp chồng, có thể thấy : X_h bao gồm các thành phần của X_n và X_r. Xét riêng từng thành phần này sẽ xác định được K_v và K_{ht}. Từ kết quả đó, vẽ cấu trúc chuẩn và xác định các đại lượng mong muốn.

Ví dụ : Tính mạch emito chung hồi tiếp âm dòng điện trên hình 2.4.

Bước 1 : Vì là mạch hồi tiếp dòng điện nên $X_r = \overline{I}_c$.

Bước 2 : Vì là mạch hồi tiếp nối tiếp , nên X_n là điện áp không tải của nguồn tín hiệu, $X_n = \overline{U}_n$; $X_h = \overline{I}_b$ (thuận lợi hơn là chọn $X_h = \overline{U}_{be}$, vì trong mạch tương đương của tranzistor, ta có βI_B là đại lượng điều khiển).



Hình 2.4. Tính toán tầng khuếch đại có hồi tiếp .
a) mạch điện và sơ đồ tương đương ; b) lưu đồ tín hiệu.
β : hệ số khuếch đại dòng điện khi ngắn mạch tải trong sơ đồ emitơ chung.

Bước 3 :
$$\bar{I}_r = \beta \bar{I}_B \ ; \ \bar{I}_B = \frac{\overline{U}_n - \bar{I}_r R_E}{R_n + r_{be} + R_E}$$

Bước 4 : Vẽ hình 2.4b.

Bước 5 :
$$\dot{K} = \beta \ ; \ K_n = \frac{1}{R_n + r_{be} + R_E}$$

$$K_{ht} = \frac{R_E}{R_n + r_{be} + R_E}$$

Bước 6 :
$$|KK_{ht}| = \frac{\beta R_E}{R_n + r_{be} + R_E} >> 1$$

$$X_r \approx \frac{1}{K_{ht}} X_v \Rightarrow X_r \approx \frac{K_n X_n}{K_{ht}}$$

$$X_r = \bar{I}_c \approx \frac{K_n X_n}{K_{ht}} \approx \frac{X_v}{R_E} = \frac{\overline{U}_n}{R_E}$$

Hệ số khuếch đại điện áp :

$$K'_u = \frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_n} = -\frac{\bar{I}_r R_c}{\overline{U}_n} \approx \frac{R_c}{R_E}$$

với $|KK_{ht}| >> 1$.

2.4. Ảnh hưởng của hồi tiếp âm đến các tính chất của bộ khuếch đại

2.4.1. Ảnh hưởng của hồi tiếp âm đến độ ổn định của hệ số khuếch đại

Trong thực tế, có nhiều trường hợp người ta cần dùng các bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại ổn định, không phụ thuộc vào nhiệt độ, vào các biến đổi của điện áp nguồn, vào thời gian sử dụng cũng như vào độ tạp tán của tranzistor. Bằng tính toán sau đây, ta thấy bộ khuếch đại dùng hồi tiếp âm có thể đáp ứng được các yêu cầu đó.

Gọi sai số hệ số khuếch đại toàn phần của bộ khuếch đại có hồi tiếp là ΔK_{tp} ; của bộ khuếch đại không có hồi tiếp là ΔK, vi phân biểu thức (2.2) theo K, K_{ht} và K_n, ta có :

$$dK_{tp} = \frac{K}{1 + KK_{ht}} dK_n + K_n K \frac{(-1)K}{(1 + KK_{ht})^2} dK_{ht} + \frac{K_n}{(1 + KK_{ht})^2} dK.$$

Từ đó suy ra :

$$\frac{\Delta K_{tp}}{K_{tp}} \approx \frac{\Delta K_n}{K_n} - \frac{KK_{ht}}{1 + KK_{ht}} \frac{\Delta K_{ht}}{K_{ht}} + \frac{1}{1 + KK_{ht}} \frac{\Delta K}{K} \quad (2.5)$$

Từ biểu thức (2.5) ta thấy rằng : *Sai số tương đối hệ số khuếch đại có hồi tiếp âm nhỏ hơn (1 + KK_{ht}) lần so với sai số tương đối hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại khi không có hồi tiếp.*

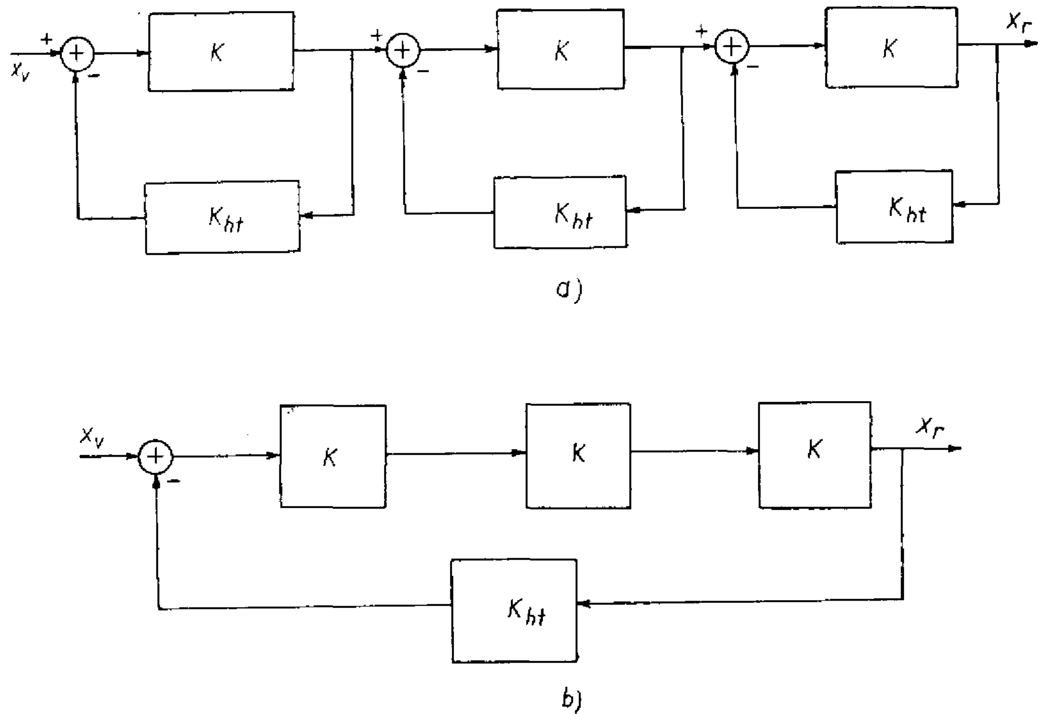
Trong khi đó, sai số của K_n và K_{ht} của bộ khuếch đại có hồi tiếp và không có hồi tiếp giống nhau. Vì vậy, để có được các bộ khuếch đại chính xác, các phần tử thụ động của mạch (tạo nên mạch hồi tiếp và mạch ghép vào) phải có độ chính xác cao.

Từ biểu thức (2.3) suy ra : hồi tiếp âm giữ cho quan hệ $X_r \approx \frac{1}{K_{ht}} X_v$ ổn định (nghĩa là $\frac{X_r}{X_v}$ = const). Đại lượng ra X_r hoặc đại lượng vào X_v có thể là điện áp hoặc dòng điện. Như vậy tùy thuộc vào loại mạch hồi tiếp, sẽ có những đại lượng khác nhau được ổn định (xem bảng 2.2).

Bảng 2.2

Loại mạch hồi tiếp	Đại lượng được ổn định	Loại mạch khuếch đại
Hồi tiếp âm nối tiếp–điện áp	Hệ số khuếch đại điện áp : $\frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_v}$	Mạch khuếch đại điện áp
Hồi tiếp âm nối tiếp–dòng điện	Điện dẫn truyền đạt : $\frac{\overline{I}_r}{\overline{U}_v}$	Mạch biến đổi áp-dòng $U \longrightarrow I$
Hồi tiếp âm song song–điện áp	Điện trở truyền đạt : $\frac{\overline{U}_r}{\overline{I}_v}$	Mạch biến đổi dòng-áp $I \longrightarrow U$
Hồi tiếp âm song song–dòng điện	Hệ số khuếch đại dòng : $\frac{\overline{I}_r}{\overline{I}_v}$	Mạch khuếch đại dòng điện

Đối với bộ khuếch đại nhiều tầng, có thể thực hiện hồi tiếp từng tầng riêng biệt – gọi là hồi tiếp bao một tầng hoặc hồi tiếp qua nhiều tầng gọi là hồi tiếp bao nhiều tầng (hình 2.5).



Hình 2.5. Bộ khuếch đại nhiều tầng có hồi tiếp.
a) hồi tiếp bao một tầng ; b) hồi tiếp bao nhiều tầng.

Hồi tiếp bao nhiều tầng cho độ ổn định của hệ số khuếch đại cao hơn hồi tiếp bao một tầng. Thật vậy, nếu có bộ khuếch đại n tầng, hệ số khuếch đại mỗi tầng là K và hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại khi có hồi tiếp là K' thì với bộ khuếch đại dùng hồi tiếp âm bao từng tầng riêng rẽ (hình 2.5a) ta có :

$$K' = \frac{X_r}{X_v} = \left(\frac{K}{1 + KK_{ht}}\right)^n \tag{2.6}$$

và với bộ khuếch đại dùng hồi tiếp âm bao tất cả các tầng thì :

$$K' = \frac{X_r}{X_v} = \frac{K^n}{1 + K^n K_{ht}} \tag{2.7}$$

Từ (2.6) và (2.7) suy ra sai số tương đối hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại có hồi tiếp âm bao từng riêng rẽ :

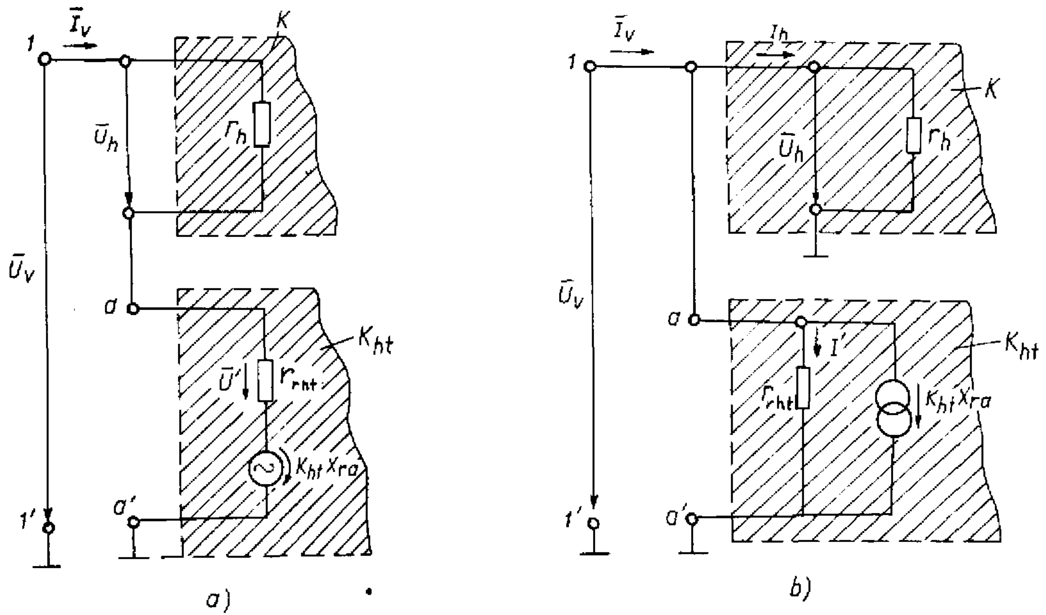
$$\frac{\Delta K'}{K'} \approx \frac{n}{1 + KK_{ht}} \cdot \frac{\Delta K}{K}$$

và của bộ khuếch đại có hồi tiếp âm bao tất cả các tầng :

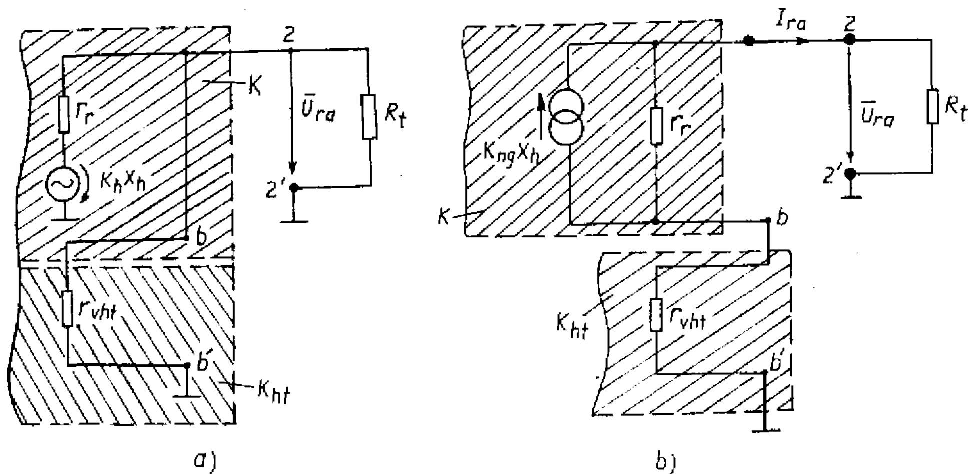
$$\frac{\Delta K'}{K'} \approx \frac{n}{1 + K^n K_{ht}} \cdot \frac{\Delta K}{K}$$

2.4..2. Ảnh hưởng của hồi tiếp âm đến trở kháng vào

Hồi tiếp âm làm thay đổi trở kháng vào của phần mạch nằm trong vòng hồi tiếp. Sự thay đổi này chỉ phụ thuộc vào phương pháp mắc mạch hồi tiếp về đầu vào (nối tiếp hay song song) mà không phụ thuộc phương pháp lấy tín hiệu ở đầu ra để đưa vào mạch hồi tiếp. Vì vậy, để tính trở kháng vào của bộ khuếch đại có hồi tiếp ta phân biệt hai trường hợp : hồi tiếp nối tiếp và hồi tiếp song song. Sơ đồ tương đương đầu vào của bộ khuếch đại có hồi tiếp nối tiếp và hồi tiếp song song được biểu diễn trên hình 2.6. Để đơn giản khi tính toán, ta dùng *sơ đồ tương đương điện áp cho mạch hồi tiếp nối tiếp và sơ đồ tương đương dòng điện cho mạch hồi tiếp song song (hình 2.6a và 2.6b).*



Hình 2.6. Sơ đồ tương đương đầu vào của bộ khuếch đại có hồi tiếp (dùng để tính trở kháng vào).
a) hồi tiếp nối tiếp ; b) mạch hồi tiếp song song.



Hình 2.7. Sơ đồ tương đương đầu ra của bộ khuếch đại có hồi tiếp .
a) hồi tiếp điện áp : b) hồi tiếp dòng điện.

Các đầu aa' trên hình 2.6 là các đầu ra của mạch hồi tiếp; r_{ht} là điện trở ra của mạch hồi tiếp, chính là điện trở giữa hai đầu aa' khi $X_r = 0$ nghĩa là với mạch hồi tiếp điện áp ($X_r = U_r$) thì ngắn mạch các đầu 22' của bộ khuếch đại (hình 2.7a) ; với mạch hồi tiếp dòng điện ($X_r = \overline{I}_r$) thì ngược lại, hở mạch đầu ra 22' trên hình 2.7b.

a) Trở kháng vào của bộ khuếch đại có hồi tiếp âm nối tiếp (hình 2.6a)

+ Khi không có hồi tiếp ($K_{ht}X_r = 0$) :

$$Z_v = \frac{\overline{U}_v}{\overline{I}_v} = \frac{\overline{U}_h + \overline{U'}}{\overline{I}_v} = r_h + r_{rht} \tag{2.8a}$$

+ Khi có hồi tiếp :

$$Z'_v = \frac{\overline{U}_v}{\overline{I}_v} = \frac{\overline{U}_h + \overline{U'} + K_{ht}X_r}{\overline{I}_v} = \frac{\overline{U}_h(1 + KK_{ht}) + \overline{U'}}{\overline{I}_v} \tag{2.8b}$$

hay

$$Z'_v = gr_h + r_{rht} \approx gr_h$$

Nếu $r_{rht} << r_h$ thì từ (2.8a) và (2.8b) suy ra

$$Z'_v = gZ_v \tag{2.9}$$

b) Trở kháng vào của bộ khuếch đại có hồi tiếp âm song song (hình 2.6b)

+ Khi không có hồi tiếp :

$$Y_v = \frac{1}{Z_v} = \frac{\overline{I}_v}{\overline{U}_v} = \frac{\overline{I}_h + \overline{I'}}{\overline{U}} = \frac{1}{r_h} + \frac{1}{r_{rht}} \tag{2.10a}$$

+ Khi có hồi tiếp :

$$Y_v = \frac{1}{Z_v} = \frac{\overline{I}_v}{\overline{U}_v} = \frac{\overline{I}_h + \overline{I'} + K_{ht}X_r}{\overline{U}_v} = \frac{g}{r_h} + \frac{1}{r_{rht}} \tag{2.10b}$$

Với $r_{rht} >> r_h$, từ (2.10a) và (2.10b) suy ra

$$Z_v \approx Z_v / g \tag{2.11}$$

Từ các biểu thức (2.9) và (2.11) có thể phát biểu một cách gần đúng :

Hồi tiếp âm nối tiếp làm tăng trở kháng vào của phần mạch nằm trong vòng hồi tiếp g lần và hồi tiếp âm song song làm giảm trở kháng vào cũng bấy nhiêu lần.

2.4.3. Ảnh hưởng của hồi tiếp âm đến trở kháng ra

Trở kháng ra của một mạch được xác định theo biểu thức sau :

$$Z_r = \frac{\Delta\overline{U}_r}{\Delta\overline{I}_r} \tag{2.12a}$$

ở đây, $\Delta\overline{U}_r$ và $\Delta\overline{I}_r$ là lượng biến đổi của điện áp và dòng điện trên tải, tương ứng với cùng một lượng biến thiên ΔZ_t của trở kháng tải. *Nếu sơ đồ chỉ gồm các linh kiện tuyến tính* thì có thể viết lại biểu thức (2.12a) dưới dạng :

$$Z_r = \frac{\overline{U}_{rh}}{\overline{I}_{rng}} \tag{2.12b}$$

với $\overline{U}_{rh}$ – điện áp ra khi hở mạch tải ;

$\overline{I}_{rng}$ – dòng điện ra khi ngắn mạch tải.

Hồi tiếp âm cũng làm biến đổi trở kháng ra của bộ khuếch đại. Khác với trường hợp trở kháng vào, sự biến đổi này không phụ thuộc vào phương pháp dẫn tín hiệu hồi tiếp về đầu vào mà chỉ phụ thuộc phương pháp nối đầu ra bộ khuếch đại với đầu vào mạch hồi tiếp. Do đó, để tính trở kháng ra ta phân biệt các trường hợp hồi tiếp điện áp, hồi tiếp dòng điện và vẽ *sơ đồ tương đương điện áp cho mạch hồi tiếp điện áp, sơ đồ tương đương dòng điện cho mạch hồi tiếp dòng điện* (hình 2.7).

Trên hình 2.7, các đầu *bb'* là đầu vào của mạch hồi tiếp. Để đơn giản, giả thiết mạch hồi tiếp chỉ dẫn tín hiệu theo chiều mũi tên (từ phải sang trái). Nghĩa là ta *bỏ qua ảnh hưởng của phản tác dụng từ đầu ra (đầu aa') về đầu vào (đầu bb').* Sai số do giả thiết đó gây ra không đáng kể. Theo giả thiết này, để xác định điện trở của mạch hồi tiếp r_{vht}, phải cho $X_v = 0$ (nếu $X_v \neq 0$ thì trong mạch hồi tiếp sẽ có một điện áp không tải giữa *bb'*). Vậy, với mạch *hồi tiếp nối tiếp* $X_v = \overline{U}_v = 0$ *(ngắn mạch các đầu 11'* trên hình 2.6a) và với mạch *hồi tiếp song song* $X_v = I_v = 0$ (hở mạch đầu *11'* trên hình 2.6b). K_h là *hàm truyền của bộ khuếch đại không hồi tiếp khi hở mạch tải* (đầu *22'*) ; K_{ng} là hàm truyền khi ngắn mạch tải. Tương đương như vậy, ta có K'_h và K'_{ng} ứng với bộ khuếch đại có hồi tiếp.

a) Trở kháng ra của bộ khuếch đại có hồi tiếp âm điện áp (hình 2.7a)

+ Khi không có hồi tiếp : từ hình 2.7a xác định được

$$Z_r = r_r // r_{vht} \text{ ; thường } r_r << r_{vht}, \text{ nên}$$

$$Z_r \approx r_r \tag{2.13}$$

+ Khi có hồi tiếp :

$$\overline{U}_{rh} = K'_h X_v = \frac{K_h}{1 + K_h K_{ht}} X_v$$

$$\overline{I}_{rng} = \frac{K_h X_h}{r_r} = \frac{K_h X_v}{r_r}$$

(khi ngắn mạch *22'*, $X_h = X_v$)

$$Z'_r = \frac{\overline{U}_{rh}}{\overline{I}_{rng}} = \frac{r_r}{1 + K_h K_{ht}} = \frac{r_r}{g_1} \approx \frac{r_r}{g}$$

Vậy với $r_r << r_{vht}$ thì

$$Z'_r \approx \frac{Z_r}{g} \tag{2.15}$$

ở đây, g_1 là độ sâu hồi tiếp khi hở mạch đầu ra *22'*.

Vậy *hồi tiếp âm điện áp làm giảm điện trở ra của phần mạch nằm trong vòng hồi tiếp g lần.*

b) Trở kháng ra của bộ khuếch đại có hồi tiếp âm dòng điện (hình 2.7b)

+ Khi không có hồi tiếp

Từ hình 2.7b rút ra :

$$Z_r = r_r + r_{vht}$$

thường $r_r >> r_{vht}$, do đó

$$Z_r = r_r. \tag{2.16}$$

+ Khi có hồi tiếp :

$$\bar{I}_{rng} = K'_{ng}X_v = \frac{K_{ng}}{1 + K_{ng}K_{ht}}X_v$$

$$\overline{U}_{rh} = K_{ng}X_h r_r = K_{ng}X_v r_r$$

(khi hở mạch *22'*, $X_h = X_v$)

$$Z'_r = \frac{\overline{U}_{rh'}}{\bar{I}_{rng}} = r_r\,(1 + K_{ng}K_{ht}) = g_{ng}r_r \approx gr_r \tag{2.17}$$

Với $r_{vht} << r_r$ thì

$$Z'_r \approx gZ_r \tag{2.18}$$

Với trường hợp hồi tiếp âm dòng điện thì trở kháng ra của phần mạch có hồi tiếp tăng lên g lần so với khi không có hồi tiếp.

2.4.4. Ảnh hưởng của hồi tiếp đến dải động của bộ khuếch đại và đến méo phi tuyến

Nhờ hồi tiếp âm, dải động của bộ khuếch đại được mở rộng. Thật vậy, khi không có hồi tiếp thì toàn bộ tín hiệu được đưa đến đầu vào bộ khuếch đại, do đó $X_h = X_v$. Khi có hồi tiếp, chỉ có một phần tín hiệu được đặt vào bộ khuếch đại :

$$X_h = X_v - K_{ht}X_r = X_v - KK_{ht}X_h$$

suy ra

$$X_h = \frac{X_v}{g}$$

Ngoài ra, vì tín hiệu vào của bộ khuếch đại có hồi tiếp X_h nhỏ hơn tín hiệu vào của bộ khuếch đại không hồi tiếp X_v là g lần, nên méo phi tuyến (xem biểu thức 1.57) do độ cong đường đặc tính truyền đạt của bộ khuếch đại gây ra, tương ứng cũng giảm đi ít nhất là bấy nhiêu lần.

Đó là một trong những ưu điểm lớn nhất của hồi tiếp âm vì nhờ đó có thể nâng cao tính chân thực và độ nhạy của bộ khuếch đại.

2.4.5. Ảnh hưởng của hồi tiếp âm đến tạp âm

Giả thiết tạp âm ngoài đưa vào giữa hai tầng của một bộ khuếch đại. Từ sơ đồ khối hình 2.8 viết được biểu thức.

$$[(X_{th} - K_{ht}X_r)K_1 + X_a]K_2 = X_r$$

Chuyển vế ta được :

$$X_r = \underbrace{\frac{K_1K_2}{1 + K_1K_2K_{ht}}X_{th}}_{X_{rath}} + \underbrace{\frac{K_2}{1 + K_1K_2K_{ht}}X_{ta}}_{X_{rata}} \tag{2.19}$$

Từ (2.19) ta thấy : trong mạch có hồi tiếp, tạp âm ở đầu ra X_{rata} giảm đi $K_1 K_2 K_{ht}$ lần. Từ (2.19) rút ra tỷ số :

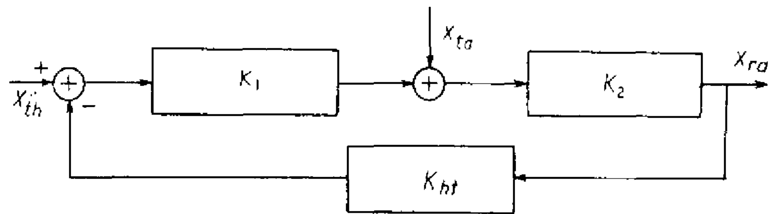
$$\frac{X_{rth}}{X_{rta}} = K_1 \frac{X_{th}}{X_{ta}} \tag{2.20}$$

Theo (2.20), tỷ số tín hiệu trên tạp âm ở đầu ra càng lớn khi K_1 càng lớn và chỉ có thể khử loại tạp âm xuất hiện sau tầng thứ nhất, không thể giảm nhỏ loại tạp âm xuất hiện ở ngay đầu vào bộ khuếch đại.

2.4.6. Ảnh hưởng của hồi tiếp đến đặc tính động của bộ khuếch đại

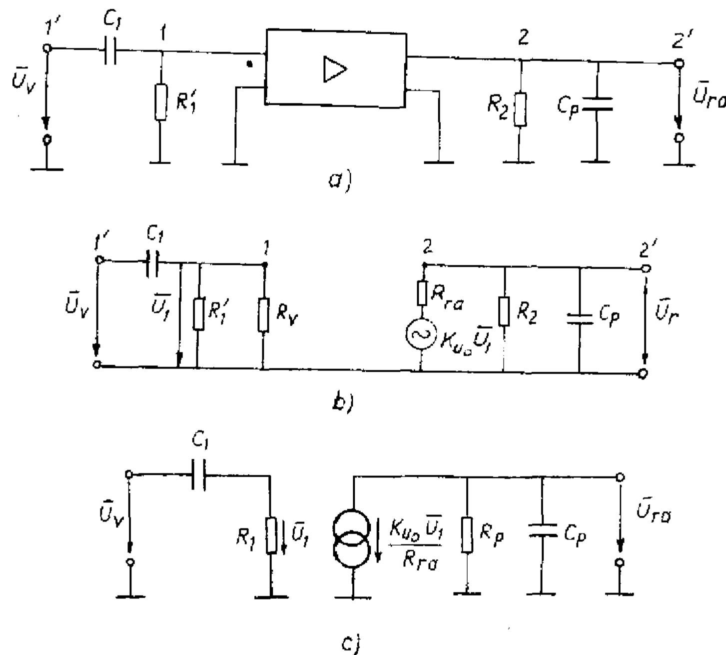
2.4.6.1. Đặc tính tần số và đặc tính động của bộ khuếch đại

Để xét các đặc tính động của bộ khuếch đại, ta khảo sát bộ khuếch đại dải rộng hình 2.9. Giả thiết, hệ số khuếch đại (giữa hai điểm *1, 2*).



Hình 2.8. Sơ đồ để xác định ảnh hưởng của hồi tiếp đến tạp âm.

$$K_u = K_{uo} = \frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_1}\Bigg|_{\substack{R_2 = \infty \\ C_p = 0}}$$



Hình 2.9. Bộ khuếch đại xoay chiều dải rộng.
a) sơ đồ khối ; b) và c) sơ đồ tương đương
$R_1 = R'_1 // R_V$; $R_p = R_{ra} // R_2$.

Căn cứ vào sơ tương đương hình 2.9c rút ra được

$$K(j\omega) = K(p) = K_u = \frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_v} = \frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_1}\frac{\overline{U}_1}{\overline{U}_v} \approx \frac{K_{uo}}{1+pT_t}\frac{pT_d}{1+pT_d} \text{ khi } R_2 >> R_{ra}$$

trong đó,
$$T_d = \frac{1}{\omega_d} = \frac{1}{2\pi f_d} = R_1C_1$$

$$T_t = \frac{1}{\omega_t} = \frac{1}{2\pi f_t} = R_pC_p$$

Vì

$$R_1C_1 >> R_pC_p \text{ nên } f_d << f_t.$$

Từ (2.21) suy ra mođun của K_u :

$$|K_u| = \frac{K_{uo}}{\sqrt{1+(\omega T_t)^2}}\frac{\omega T_d}{\sqrt{1+(\omega T_d)^2}} = \frac{K_{uo}}{\sqrt{1+(f/f_t)^2}} \cdot \frac{f/f_d}{\sqrt{1+(f/f_d)^2}} \qquad (2.22a)$$

và góc pha của K_u :

$$\varphi = -\text{arctg}\,\omega T_t + \frac{\pi}{2} - \text{arctg}\,\omega T_d \qquad (2.22b)$$

ở đây, φ là góc dịch pha giữa điện áp ra và điện áp vào. Theo (2.22a) và (2.22b) vẽ đặc tuyến biên độ – tần số và đặc tuyến pha – tần số của số của bộ khuếch đại (hình 2.10).

Trên hình 2.10 :

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_pC_p} \qquad (2.22c)$$

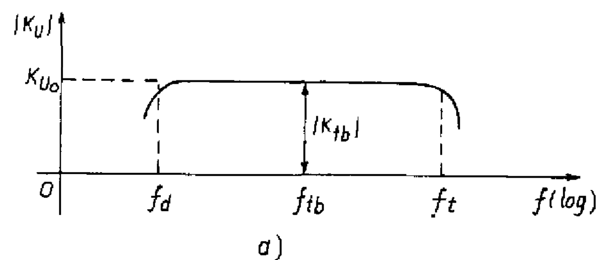
là tần số giới hạn trên ;

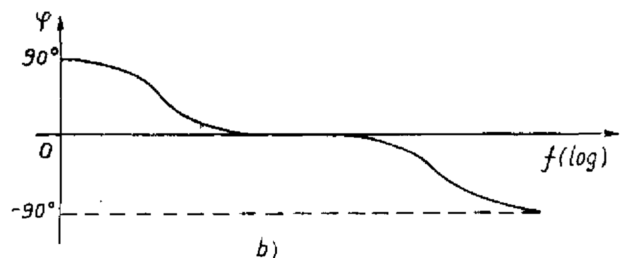
$$f_d = \frac{1}{2\pi R_1C_1} \qquad (2.22d)$$

là tần số giới hạn dưới.

Các tần số giới hạn trên và dưới được xác định ứng với $|K_u|$ giảm $\sqrt{2}$ lần (3 dB) so với K_{uo}. Khoảng tần số từ f_t đến f_d gọi là dải tần làm việc của bộ khuếch đại.

Như vậy các thành phần điện kháng trong mạch điện (C_1, C_p) có trở kháng biến đổi theo tần số, *do đó hệ số truyền đạt của mạch cũng phụ thuộc tần số*. Hiện tượng đó gây méo dạng tín hiệu khi nó đi qua bộ khuếch đại. *Loại méo này gọi là méo tuyến tính*. Trong đó, *méo do modun hệ số*





Hình 2.10. Đặc tính tần số và đặc tính pha của bộ khuếch đại.

khuếch đại gây ra gọi là méo tần số, còn méo do dịch pha của bộ khuếch đại gây ra gọi là méo pha.

Có thể dùng đặc tuyến tần số để đánh giá độ méo tần số theo biểu thức (2.23a) và (2.23b).

$$M = \frac{|K_{th}|}{|K|} \quad (2.23a)$$

ở đây, $|K|$ là modun hệ số khuếch đại tại tần số đang xét.

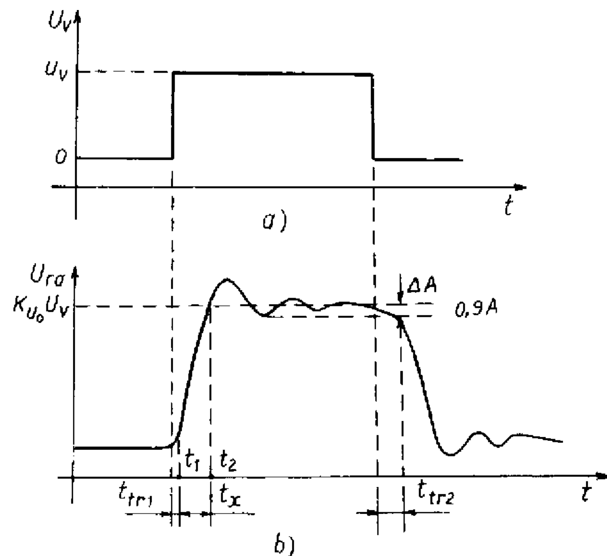
Cũng có thể tính độ méo tần số theo dexiben (dB) như sau :

$$M_{dB} = 20\log M \quad (2.23b)$$

Khi $M = 1$ hoặc $M_{db} = 0$ thì tín hiệu hoàn toàn không bị méo tần số.

Đặc tuyến pha liên quan chặt chẽ với đặc tuyến tần số. Do đó, nếu đặc tuyến tần số có dạng xác định thì tương ứng độ méo pha cho phép cũng được đảm bảo. Vì vậy, thực tế không cần quan tâm đến độ méo pha và đặc tuyến pha (hình 2.10b), *chỉ dùng để xác định tính ổn định của bộ khuếch đại* (xem chương 1 phần 2).

Các đặc tính động của bộ khuếch đại được xác định bởi dải tần làm việc của nó. Nếu đưa đến đầu vào bộ khuếch đại xoay chiều dải rộng *một xung chữ nhật lý tưởng* thì ở đầu ra ta nhận được dạng xung trên hình 2.11b. *Các tham số sau của xung ra cho phép xác định các đặc tính động của bộ khuếch đại* :



Hình 2.11. Dạng xung vào (*a*) và ra (*b*) của một bộ khuếch đại xoay chiều dải rộng.

– Thời gian xác lập t_x (phụ thuộc f_t) ;

– Độ sụt đỉnh xung ΔA (tỷ lệ với f_d) ;

– Thời gian trễ t_{tr} (thường bỏ qua).

Thật vậy, ta sẽ xác định mối *quan hệ giữa dải tần làm việc và các tham số kể trên*. Giả thiết đưa vào bộ khuếch đại (hình 2.9) hàm đơn vị 1 (t).

Từ biểu thức (2.21) ta viết được biểu thức của hàm quá độ *h(p)*. :

$$h(p) = K_u(p)\frac{1(t)}{p} = \frac{K_{uo}T_d}{1 + pT_t}\cdot\frac{1}{1 + pT_d}$$

Biến đổi ngược Laplas ta có

$$h(t) = \frac{K_{uo}(e^{-t/T_d} - e^{-t/T_t})}{1 - \dfrac{T_t}{T_d}} \quad (2.24)$$

Vì là bộ khuếch đại dải rộng, nên $T_d >> T_t$ và xét *quá trình xác lập* xung trong khoảng thời gian ngắn $t < T_t$, nên từ (2.24) suy ra biểu thức gần đúng :

$$h(t) \approx K_{uo} (1 - e^{-t/T_t}) \tag{2.25}$$

Từ biểu thức (2.25) tìm thời gian xác lập t_x, biết rằng t_x là thời gian mà biên độ xung ra $h(t)$ tăng từ giá trị

$$h\big|_{t=t_1} = 0{,}1\ K_{uo} \text{ đến giá trị } h\big|_{t=t_2} = 0{,}9\ K_{uo}$$

$$t_x = t_2 - t_1 = (-\ln 0{,}1 + \ln 0{,}9)T_t = \frac{2{,}2}{2\pi f_t} = \frac{0{,}35}{f_t} \tag{2.26}$$

Vì $f_d << f_t$, do đó $B \approx f_t$ và từ (2.26) suy ra :

$$t_x B \approx 0{,}35 \tag{2.27}$$

Vậy : thời gian xác lập hàm quá độ của một bộ khuếch đại dải rộng tỷ lệ nghịch với tần số giới hạn trên của bộ khuếch đại đó.

Để quan sát độ sụt đỉnh, ta xét đặc tính xung ra trong một *khoảng thời gian dài*, vì quá trình sụt đỉnh *diễn biến rất chậm*. Từ (2.24) viết được biểu thức gần đúng sau :

$$h(t) \approx K_{uo} e^{-t/T_d}$$

Trong phạm vi $T_t << t << T_d$ biểu thức này có thể viết gọn hơn dưới dạng :

$$h(t) \approx K_{uo} \left(1 - \frac{t}{T_d}\right) \tag{2.28}$$

Ta tính độ sụt đỉnh xung xuất phát từ biểu thức (2.28).

$$\Delta A = h_{xl} - h\big|_{t=t_2}$$

ở đây h_{xl} là biên độ xung ra ở trạng thái xác lập. Trong trường hợp này $h_{xl} = K_{uo} = A$

$$\frac{\Delta A}{A} 100\% = \frac{t_2}{T_d} 100\% \tag{2.29}$$

$$\frac{\Delta A}{A} 100\% = 2\pi t_2 f_d \tag{2.30}$$

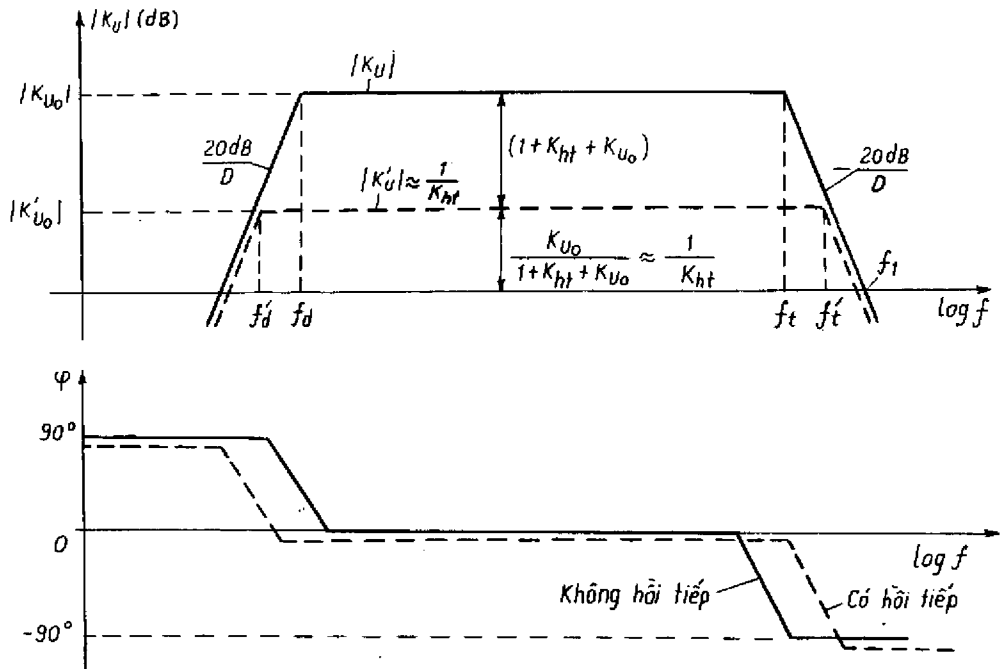
Vậy độ sụt đỉnh ΔA tỷ lệ với tần số giới hạn dưới của bộ khuếch đại. Trong các bộ khuếch đại một chiều ($f_d = 0$) xung ra không có độ sụt đỉnh.

2.4.6.2. Ảnh hưởng của hồi tiếp đến đặc tính động của bộ khuếch đại

Để xét ảnh hưởng của hồi tiếp đến các đặc tính động của bộ khuếch đại người ta phân biệt ba trường hợp : bộ khuếch đại có hàm truyền đạt chứa một điểm cực, bộ khuếch đại có hàm truyền đạt chứa hai điểm cực và bộ khuếch đại có hàm truyền đạt chứa nhiều điểm cực.

a) Hàm truyền đạt K(p) chứa một điểm cực

Bộ khuếch đại hình 2.9 là bộ khuếch đại mà hàm truyền đạt của nó (biểu thức 2.21) chứa một điểm cực ở tần số thấp $P_1 = -\frac{1}{T_d}$ và một điểm ở cực tần số cao $P_2 = -\frac{1}{T_t}$. Đồ thị Bode của bộ khuếch đại đó được biểu diễn trên hình 2.12.



Hình 2.12. Đồ thị Bode (dạng gần đúng) của bộ khuếch đại không có hồi tiếp và có hồi tiếp : ________ không có hồi tiếp ; - - - - - có hồi tiếp.

Tìm K' của bộ khuếch đại có hồi tiếp

Từ biểu thức (2.1) suy ra

$$K' \approx \frac{1}{K_{ht}} \text{ với } |KK_{ht}| >> 1 \qquad (2.31a)$$

và

$$K' \approx K \text{ với } |KK_{ht}| << 1 \qquad (2.31b)$$

Từ (2.31a) và (2.31b) dễ dàng vẽ được đồ thị Bode của bộ khuếch đại khi có hồi tiếp (đường nét rời trên hình 2.12) với giả thiết mạch hồi tiếp chỉ bao gồm các phần tử điện trở, nghĩa là K_{ht} không phụ thuộc tần số. Để có được dạng chính xác của đặc tuyến truyền đạt của bộ khuếch đại có hồi tiếp, thay (2.21) vào (2.1), ta có :

$$K' = \frac{K_{uo}pT_d}{(1+pT_d)(1+pT_t)+K_{uo}K_{ht}pT_d} \qquad (2.32)$$

Lần lượt xét biểu thức (2.32) ứng với từng trường hợp : tần số thấp và tần số cao.

+ *Tần số thấp* ($f << f_t$ tức $\omega T_t << 1$)

Bỏ qua pT_t trong biểu thức (2.32), sẽ có biểu thức gần đúng mới :

$$K' = \frac{K_{uo}pT_d}{1+pT_d(1+K_{uo}K_{ht})} = \frac{K'_{uo}pT'_d}{1+pT'_d}, \qquad (2.33a)$$

trong đó

$$K'_{uo} = \frac{K_{uo}}{g_m} ;\ T'_d = g_mT_d \text{ hay } f'_d = f_d / g_m \qquad (3.33b)$$

$g_m = 1 + K_{uo}K_{ht}$ là độ sâu hồi tiếp ở tần số trung bình.

+ *Tần số cao* ($f >> f_d$ tức $\omega T_d >> 1$).

Coi $1 + pT_d \approx pT_d$ từ (2.32) ta có

$$K' \approx \frac{K_{uo}}{1 + K_{uo}K_{ht} + pT_t} = \frac{K'_{uo}}{1 + pT'_t} \qquad (2.34a)$$

ở đây
$$K'_{uo} = \frac{K_{uo}}{g_m}\ ;\ T'_t = \frac{T_t}{g_m} \quad \text{hay } f'_t = g_m f_t \qquad (2.34b)$$

với $\quad g_m = 1 + K_{uo}K_{ht}$

Tóm lại, tần số giới hạn dưới của bộ khuếch đại có hồi tiếp $f'_d = \dfrac{1}{2\pi T'_d}$ giảm xuống g_m lần (biểu thức 2.33b), còn tần số giới hạn trên $f_t = \dfrac{1}{2\pi T'_t}$ tăng lên cũng bấy nhiêu lần (biểu thức 2.34b) so với các tần số giới hạn tương ứng của bộ khuếch đại không có hồi tiếp. Do đó dải tần của bộ khuếch đại có hồi tiếp $B' = f'_t - f'_d \approx f'_t$ lớn hơn dải tần của bộ khuếch đại không có hồi tiếp $B = f_t - f_d \approx f_t$ cũng bấy nhiêu lần. Với mạch hồi tiếp không phụ thuộc tần số như xét trên đây thì hồi tiếp không làm giảm méo tần số. Với mạch hồi tiếp phụ thuộc tần số thì hồi tiếp âm không những mở rộng được dải tần làm việc của bộ khuếch đại mà còn có tác dụng giảm méo tần số (xem [4]).

Ngoài ra, khi $f > f_t$ từ hình (2.12) ta rút ra quan hệ :

$$\frac{\Delta K_u(dB)}{\Delta \log f} = -20$$

$$\frac{\log|K'_u| - \log|K_u|}{\log f'_t - \log f_t} = -1$$

$$\frac{|K_u|}{|K'_u|} = \frac{f'_t}{f_t} \approx \frac{B'}{B} = g_m$$

$$|K'_u|B' = |K_u|B \qquad (2.35)$$

Khi $|K_u| = 1(0\text{dB})$ thì $f_t = f_1$ nên có thể bổ sung vào biểu thức (2.35) như sau :

$$|K'_u|B' = |K_u|B = f_1 \qquad (2.36)$$

ở đây f_1 là tần số tại đó $K_u = 1$ đơn vị (0dB), gọi là tần số đơn vị.

Vậy tích K_uB của một bộ khuếch đại không phụ thuộc vào độ sâu hồi tiếp, nó là một hằng số và bằng tần số đơn vị của bộ khuếch đại đó.

Do đó, muốn tăng dải tần thông qua hồi tiếp thì phải trả giá bằng cách giảm hệ số khuếch đại (biểu thức 2.1).

Vì bộ khuếch đại có hồi tiếp cũng là một hệ thống tuyến tính bậc 1 (có 1 điểm cực) giống như bộ khuếch đại không có hồi tiếp đã xét ở phần *1*, nên quan hệ giữa thời gian xác lập và độ rộng dải tần cũng như quan hệ giữa độ sụt đỉnh xung và tần số giới hạn dưới cũng được xác định lần lượt theo các biểu thức (2.27) và (2.29).

Vì trong bộ khuếch đại có hồi tiếp $B' = g_mB$ và $f'_d = f_d/g_m$ nên thời gian xác lập và độ sụt đỉnh xung giảm g_m lần so với khi không có hồi tiếp.

b) Hàm truyền đạt K(p) chứa hai điểm cực

Trường hợp bộ khuếch đại có hàm truyền đạt chứa hai điểm cực có ý nghĩa thực tế lớn, vì hầu như tất cả các bộ khuếch đại đều có hàm truyền đạt gần với dạng này và quá trình khảo sát loại này cho phép dễ dàng nhận ra các đặc tính động của bộ khuếch đại có hồi tiếp.

Ta xuất phát từ hàm truyền đạt của phần mạch khi chưa có hồi tiếp :

$$K = \frac{K_o}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)} \tag{2.37a}$$

$$T_1 = \frac{1}{2\pi f_1} \; ; \; T_2 = \frac{1}{2\pi f_2}$$

Giả thiết hệ số hồi tiếp là thực, thay (2.37a) vào biểu thức (2.1) suy ra :

$$K' = \frac{K}{1 + KK_{ht}} = \frac{K_o}{1 + K_{ht}K_o + p(T_1 + T_2) + p^2T_1T_2}$$

$$= \frac{K'_o}{1 + p\dfrac{T_1 + T_2}{1 + K_{ht}K_o} + p^2\dfrac{T_1T_2}{1 + K_{ht}K_o}}, \tag{2.37b}$$

trong đó $K'_o = \dfrac{K_o}{1 + K_{ht}K_o}$.

Biến đổi (2.37b) thành dạng chuẩn :

$$K'(p) = \frac{K'_o\omega_o^2}{p^2 + p(\omega_o/Q) + \omega_o^2} = \frac{K'_o}{p^2T_o^2 + 2pDT_o + 1} \tag{2.38}$$

ở đây, ω_o – tần số dao động tự do

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1 + K_{ht}K_o}{1 + T_1T_2}} = \sqrt{\omega_1\omega_2(1 + K_{ht}K_o)}$$

– Q – hệ số phẩm chất

$$Q = \frac{\omega_o}{\omega_1 + \omega_2} = \frac{\sqrt{T_1T_2(1 + K_{ht}K_o)}}{T_1 + T_2}$$

$$T_o = \frac{1}{\omega_o} = \sqrt{\frac{T_1T_2}{1 + K_oK_{ht}}}$$

Hệ số suy giảm D được tính theo biểu thức sau :

$$D = \frac{1}{2Q} = \frac{1}{2}\frac{T_1 + T_2}{\sqrt{T_1T_2(1 + K_oK_{ht})}} \approx \frac{1}{2}\sqrt{\frac{T_1}{T_2(1 + K_oK_{ht})}} \text{ với } T_1 >> T_2 .$$

Khi không có hồi tiếp theo (2.37a), các điểm cực của hàm truyền đạt :

$$p_1 = -\frac{1}{T_1} = -\omega_1 \text{ và } p_2 = -\frac{1}{T_2} = -\omega_2 .$$

Khi tăng hệ số hồi tiếp thì D giảm dần.

– Với $D > 1$ thì mẫu số của (2.38) có hai nghiệm thực, nên phương trình (2.38) được viết lại :

$$K'(p) = \frac{K'_o}{(1 + pT_1^*)(1 + pT_2^*)} = \frac{K'_o}{(1 - p/p_1)(1 - p/p_2)} \tag{2.39}$$

Các điểm cực của hàm truyền đạt :

$$p_{1,2} = -\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \pm \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}\sqrt{1 - 4Q^2} = -\frac{D}{T_o}\left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{1}{D^2}}\right]$$

$$p_{1,2} = -D\omega_o \pm \omega_o\sqrt{D^2 - 1}$$

$$T^*_1 = -\frac{1}{p_1} = \frac{T_o}{D - \sqrt{D^2 - 1}} \quad (2.40a)$$

$$T^*_2 = -\frac{1}{p_2} = \frac{T_o}{D + \sqrt{D^2 - 1}} \quad (2.40b)$$

Trường hợp này có thể coi bộ khuếch đại tương đương với hai hệ thống tuyến tính bậc một mắc nối tiếp.

- Với $D = 1$ thì $p_1 = p_2 = -\frac{D}{T_o} = -\omega_o$

- Nếu K_{ht} tăng sao cho $D < 1$ thì mẫu số của (2.38) có hai nghiệm phức :

$$p_{1,2} = -D\omega_o \pm j\omega_o\sqrt{D^2 - 1} \quad (2.41)$$

Để vẽ đặc tuyến truyền đạt của bộ khuếch đại có hồi tiếp, thay p bởi $j\omega$ trong biểu thức (2.38).

$$|K| = \frac{K'_o}{\sqrt{[1 - (\omega/\omega_o)^2]^2 + 4D^2(\omega/\omega_o)^2}} \quad (2.42)$$

Vi phân biểu thức (2.42), tìm cực đại, ta thấy hàm số (2.42) đạt cực đại tại

$$\omega = \omega_o\sqrt{1 - 2D^2}$$

và

$$|K'|_{max} = \frac{K'_o}{2D\sqrt{1 - D^2}} \quad (2.43)$$

Từ (2.42) và (2.43) vẽ được đặc tuyến truyền đạt trên hình 2.13.

Khi $2D^2 > 1$, nghĩa là $D > 0,707$ thì đồ thị Bode không có điểm cực đại.

Để xét các đặc tính động khác, ta xét hàm quá độ $h(t)$ của bộ khuếch đại có hồi tiếp. Giả thiết đưa vào bộ khuếch đại một xung đơn vị $1(t)$, ảnh Laplas của nó là $1/p$, hàm quá độ là

$$h(t) = U_r(t) = \left\{\frac{K'(p)}{p}\right\} \quad (2.44a)$$

- Khi $D = 1$

Kết hợp (2.38) và (2.44a) xác định được $h(t) = 1 - (1 + \omega_o t)e^{-\omega_o t}$ (2.44b)

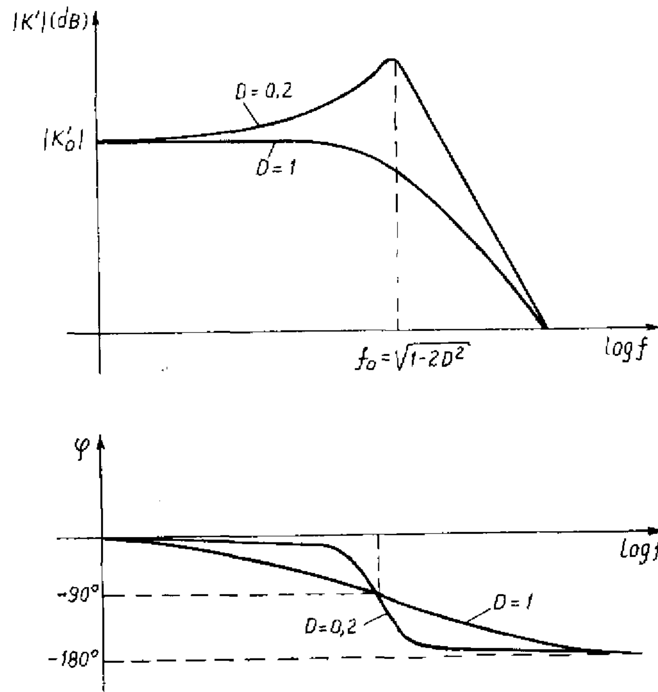
- Khi $D > 1$. Từ (2.39) và (2.44a) rút ra

$$h(t) = 1 - \frac{1}{2T_o\sqrt{D^2 - 1}}(T_1^* e^{-t/T_1^*} - T_2^* e^{-t/T_2^*}) \quad (2.45)$$

- Khi $D < 1$. Kết hợp (2.38) và (2.44a) suy ra

$$h(t) = 1 - \left(\frac{D\omega_0}{\omega_r}\sin\omega_r t + \cos\omega_r t\right)e^{-D\omega_0 t} \qquad (2.46)$$

trong đó, $\omega_r = \omega_0\sqrt{1 - D^2}$ là tần số cộng hưởng riêng.



Hình 2.13. Đồ thị Bode của hệ thống tuyến tính bậc hai (đặc tuyến truyền đạt chứa hai điểm cực).

Vi phân biểu thức (2.46) và tìm cực trị ta thấy

$$h = h_{max} = 1 - (-1)^n e^{-\omega_0 D t_{max}}$$

tại
$$t_{max} = \frac{nT_0\pi}{\sqrt{1 - D^2}} \qquad (n \text{ – số nguyên})$$

Nếu n lẻ thì có cực đại, n chẵn thì có cực tiểu.

Dạng của hàm quá độ đối với các trị số khác nhau của hệ số suy giảm D được biểu diễn trên hình 2.14. Hệ số suy giảm tăng thì thời gian xác lập của hàm quá độ cũng tăng. Khi hệ số suy giảm nhỏ thì thời gian xác lập ngắn, nhưng thay vào đó lại có hiện tượng dao động. Kinh nghiệm cho thấy $D \approx 0{,}707$ là giá trị tối ưu, lúc đó biên độ dao động cực đại so với giá trị trung bình

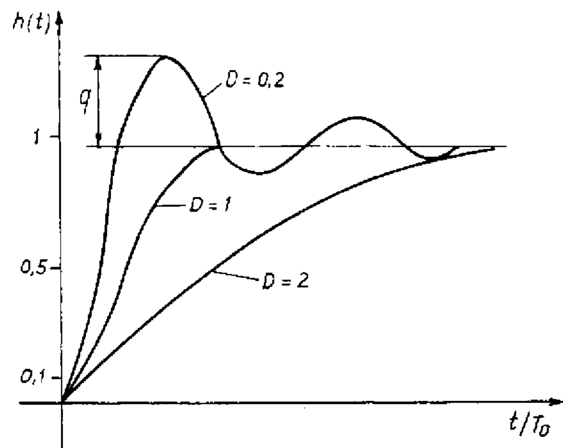
$$q = h_{max} - 1 = e^{-\pi Dn/\sqrt{1 - D^2}} = 0{,}043.$$

c) Hàm truyền đạt K(p) chứa nhiều điểm cực

Ở mục *b* khi xét hàm truyền đạt chứa hai điểm cực của một hệ thống tuyến tính có hồi tiếp ta nhận thấy rằng với các giá trị khác nhau của hệ số suy giảm D, các điểm cực P_1, P_2 có thể là thực hoặc phức. Nhưng các nghiệm đó đều nằm bên trái mặt phẳng phức với mọi giá trị của D. Điều đó chứng tỏ một hệ thống tuyến tính, bậc hai có hồi

tiếp luôn luôn ổn định. Tuy nhiên, khi D rất nhỏ, mức an toàn của hệ thống không lớn (xem phần khảo sát tính ổn định của một hệ thống có hồi tiếp theo phương pháp quỹ tích nghiệm trong tài liệu [2]).

Trái lại đối với một hệ thống tuyến tính bậc ba có hồi tiếp (hàm truyền đạt chứa ba điểm cực), trong trường hợp mođun hệ số khuếch đại vòng lớn thì quỹ tích nghiệm của phương trình đặc trưng có thể cắt trục tung trong mặt phẳng phức làm cho hệ thống mất ổn định. Vì vậy đối với các hệ thống này phải dùng các biện pháp phụ để đảm bảo tính ổn định của hệ thống (xem chương *1* phần *2*). Ở đây ta không tính hàm truyền đạt của hệ thống này khi có hồi tiếp. Đặc tính động của nó về cơ bản cũng giống như trường hợp của hệ thống tuyến tính bậc hai có hồi tiếp đã xét ở phần *b*.



Hình 2.14. Đặc tính quá độ của hệ thống tuyến tính bậc hai.

Trong nhiều trường hợp có thể coi hàm truyền đạt của một hệ thống tuyến tính bậc ba gần đúng như hàm truyền đạt của hệ thống bậc hai, nếu $T_1 >> T_2 >> T_3$. Lúc đó ta có phương trình gần đúng sau đây :

$$K = \frac{K_0}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)(1 + pT_3)} = \frac{K_0}{(1 + pT_1)(1 + pT')} ,$$

trong đó $T' = T_2 + T_3$.

Chương 3

CUNG CẤP VÀ ỔN ĐỊNH CHẾ ĐỘ CÔNG TÁC CHO CÁC TẦNG DÙNG TRANZISTOR

3.1. Đặt vấn đề

Như đã xét ở chương *1*, trong các tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ, điểm làm việc *nằm trong miền tích cực của tranzistor lưỡng cực hoặc nằm trong miền thắt của Fet* (riêng đối với các tầng khuếch đại làm việc ở chế độ *B* hoặc *C* sẽ được nói đến ở chương *6*).

Ở chế độ tĩnh, nghĩa là khi chưa có tín hiệu vào, trên các cực của tranzistor có các dòng điện tĩnh I_C (hoặc I_D) ; I_B (hoặc $I_G \approx 0$) và điện áp một chiều U_{CE} (hoặc U_{DS}) ; U_{BE} (hoặc U_{GS}). Điểm làm việc ứng với chế độ này gọi là điểm làm việc tĩnh.

Khi có tín hiệu vào thì các điện áp và dòng điện thay đổi xung quanh giá trị tĩnh. Để đảm bảo cho các tầng làm việc bình thường trong những điều kiện khác nhau, ngoài việc *cung cấp điện áp thích hợp cho các cực, còn cần phải ổn định điểm làm việc tĩnh đã chọn*. Nếu không, chất lượng làm việc của tầng (*méo, hệ số khuếch đại, điện áp ra, dòng điện ra, công suất ra*) bị giảm sút. Thực chất của vấn đề ổn định là làm cho điểm làm việc không phụ thuộc vào độ tạp tán của tham số tranzistor, vào nhiệt độ, vào điện áp nguồn cung cấp, cụ thể là *áp dụng các biện pháp để giữ cho dòng colecto I_C (hoặc dòng máng I_D) không đổi* (xem 3.3.1).

3.2. Mạch cung cấp và ổn định chế độ công tác của các tầng dùng tranzistor lưỡng cực

3.2.1. Chế độ tĩnh

Về nguyên tắc, việc cung cấp cho tranzistor để xác định điểm công tác tĩnh phải *đảm bảo sao cho tranzistor luôn luôn làm việc trong miền tích cực* (xem bảng 1.2) và các tham số của nó luôn luôn thỏa mãn các *điều kiện cho phép*. Muốn vậy, phải đảm bảo những yêu cầu sau :

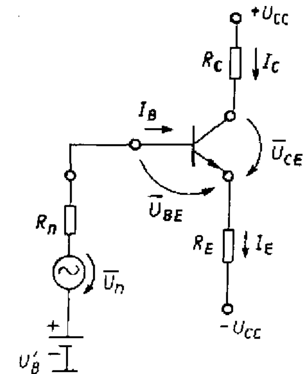
1) Điện thế colecto phải dương hơn điện thế bazo đối với tranzistor *npn* và âm hơn điện thế bazo đối với tranzistor *pnp* từ một von đến vài von.

2) Mặt ghép bazơ – emito phải được phân cực thuận ($|U_{BE}| \approx 0{,}7$V đối với tranzistor silic và $|U_{BE}| \approx 0{,}3$V đối với tranzistor gecmani).

3) Dòng colecto phải lớn hơn dòng điện dư colecto – emito nhiều, nghĩa là $|I_C| >> |I_{CEo}|$

4) Phải đảm bảo các điều kiện cho phép về dòng, áp, công suất và nhiệt độ (xem mục 1.2.3).

Như đã biết, chế độ tĩnh của một tranzistor mắc *emito chung* được xác định bởi bốn tham số : I_B, I_C, U_{BE} và U_{CE}, trong đó thường cho trước một tham số, ví dụ cho trước I_C ba tham số còn lại sẽ được xác định trong sự ràng buộc *với họ đặc tuyến vào và ra của tranzistor* :



Hình 3.1. Sơ đồ khuếch đại emito chung .
U_n : điện áp nguồn tín hiệu;
R_n : điện trở trong của nguồn tín hiệu.

Họ đặc tuyến vào : $I_B = f_1(U_{BE}; U_{CE})$ (3.1a)

Họ đặc tuyến ra : $I_C = f_2(U_{CE}, I_B)$ (3.1b)

Quan hệ ràng buộc đó được đặc trưng bởi đường tải tĩnh (còn gọi là đường tải một chiều) :

$$I_C = f_3(U_{CE}) \qquad (3.1c)$$

Để minh họa, vẽ đường tải một chiều cho sơ đồ bộ khuếch đại trên hình 3.1.

Nếu giả thiết $I_C \approx I_E$, ta xác định được quan hệ :

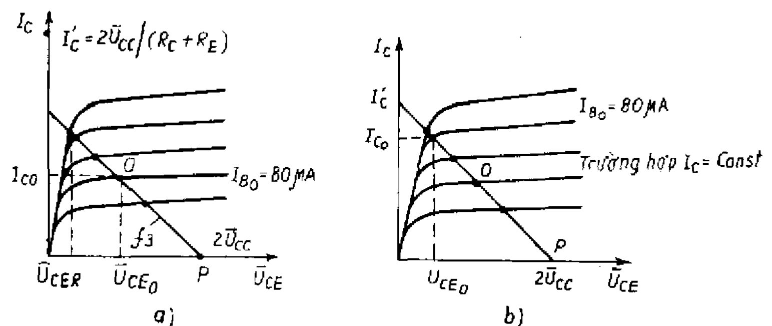
$$I_C \approx \frac{2U_{cc}}{R_C + R_E} - \frac{U_{CE}}{R_C + R_E} \qquad (3.2)$$

Biểu thức (3.2) là một dạng cụ thể của (3.1c), nó là biểu thức biểu diễn đường tải tĩnh trên họ đặc tuyến ra (hình 3.2).

Đường tải tĩnh có độ dốc :

$$\frac{dI_C}{dU_{CE}} = -\frac{1}{R_C + R_E}$$

Khi thay đổi *giá trị của* $R_C + R_E$ thì đường tải tĩnh *quay xung quanh điểm P*, còn khi thay đổi điện áp cung cấp, nguồn U_{cc}, *thì đường tải tĩnh dịch trái hoặc dịch phải*. Điểm làm việc phải nằm trên đường tải tĩnh, đó là *giao điểm* của *đường tải tĩnh* với *đặc tuyến ra ứng với dòng vào* I_{B0}, vì *dòng colecto* I_{C0} phải đồng thời thỏa mãn (3.1b) và (3.1c). Trong thực tế *thường cho trước điện áp nguồn cung cấp*, lúc đó việc chọn điểm làm việc và điện trở một chiều (trong trường hợp trên là $R_C + R_E$) sẽ tùy thuộc vào các yếu tố sau đây :



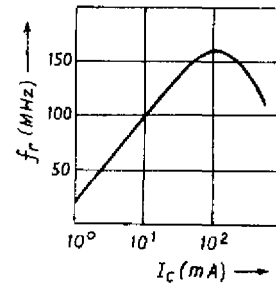
Hình 3.2. Đặc tuyến và đường tải tĩnh cho sơ đồ trên hình 3.1.
a) tranzistor có hệ số khuếch đại B_N bé;
b) tranzistor có hệ số khuếch đại dòng B_N lớn.

- Biên độ tín hiệu ra (dòng, áp, công suất) ;
- Hệ số khuếch đại (1.8) ;
- Dải tần của tín hiệu vào (hình 3.3) ;
- Tham số của mạng bốn cực (hình 1.19) ;
- Méo phi tuyến cho phép và điện trở vào và điện trở ra của mạch ;

– Tạp âm (hình 1.14) ;

– Tham số giới hạn (I, U, P).

Tùy thuộc vào mục đích ứng dụng cụ thể của mạch, khi chọn điểm làm việc tĩnh có thể đặc biệt lưu tâm đến một số yếu tố nào đó đã kể trên và bỏ qua những yếu tố khác.



Hình 3.3. Sự phụ thuộc của tần số vào dòng colecto.

Sau khi đã chọn được điểm tĩnh, *sẽ thiết lập vị trí của nó trong sơ đồ thực tế bằng cách đặt lên các cực của tranzistor những điện áp một chiều cần thiết* (U_{CEo} và U_{BEo}). Vấn đề còn lại là ổn định điểm làm việc tĩnh để đảm bảo chất lượng yêu cầu của mạch. Từ hình 3.2 dễ dàng lý giải được : trong ba tham số I_{Co}, I_{Bo} và U_{CEo} cần phải ổn định tham số nào. Hình 3.2b biểu diễn họ đặc tuyến ra của một loại tranzistor có hệ số khuếch đại dòng điện B_N lớn hơn so với B_N trên hình 3.2a (hoặc cùng loại tranzistor đó, nhưng nhiệt độ bên trong của bán dẫn (t_j^o) cao hơn). Nếu giữ cho I_{Bo} không đổi thì điểm làm việc sẽ thay đổi nhiều khi B_N và t_j^o thay đổi. Trong những trường hợp bất lợi, điểm làm việc có thể di chuyển sang cả khu vực bão hòa. Với điểm làm việc như trên hình 3.2b, khi tín hiệu vào lớn sẽ có méo phi tuyến rất lớn. Vậy ổn định I_{Bo} sẽ không đạt được hiệu quả mong muốn. Thực tế, ổn định dòng colecto I_{Co} là có lợi hơn cả. *Lúc này dù B_N hoặc t_j^o thay đổi nhiều, điểm làm việc cũng hầu như không đổi*, chỉ có dòng điện vào I_{Bo} thay đổi. Tóm lại :

Tất cả các biện pháp ổn định điểm làm việc đều xoay quanh vấn đề ổn định dòng colecto.

3.2.2. Mạch cung cấp

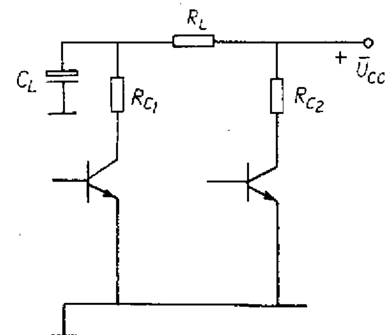
Colecto của tranzistor được cung cấp qua các điện trở sụt áp R_C như trình bày trên hình 3.4.

Trị số R_C được xác định bởi tọa độ của điểm tĩnh (I_{Co}, U_{CE_o}) trong họ đặc tuyến ra theo biểu thức (3.3)

$$R_C = \frac{U_{cc} - U_{CEo}}{I_{Co}} \qquad (3.3)$$

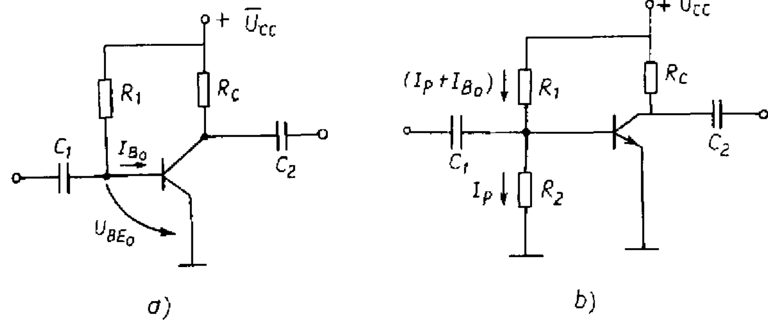
Khi có nhiều tranzistor cùng dùng chung một nguồn cung cấp thì các tầng thường được mắc song song với nguồn cung cấp. ***Để giảm ghép ký sinh giữa các tầng***, trong mạch colecto của các tầng (trừ tầng cuối) thường mắc những mắt lọc $R_L C_L$ để khử ghép [3].

Để có dòng tĩnh I_{Co} trong mạch colecto, phải cung cấp cho bazo một *điện áp nào đó, gọi là thiên áp*. Cung cấp thiên áp cho bazo thường lấy từ nguồn cung cấp colecto. Để cung



Hình 3.4. Mạch cung cấp colecto của tầng khuếch đại dùng tranzistor.

cấp cho bazo có thể dùng các sơ đồ : *định dòng bazo* và *định áp bazo* như trình bày trên hình 3.5.



Hình 3.5. Các sơ đồ cung cấp thiên áp đơn giản cho tranzistor. a) phương pháp định dòng bazơ; b) phương pháp định áp bazơ.

Trên sơ đồ hình 3.5a, điện áp định thiên cho bazơ (U_{BEo}) được dẫn qua điện trở R_1 vào bazơ. Điện trở R_1 *có trị số lớn hơn nhiều so với điện trở một chiều của mặt ghép bazo – emito*, do đó dòng định thiên (I_{Bo}) được xác định gần đúng như sau :

$$I_{Bo} \approx \frac{U_{cc}}{R_1}, \tag{3.4}$$

ở đây I_{Bo} không phụ thuộc vào nhiệt độ cũng như không phụ thuộc vào tham số của tranzistor. Vì $I_C \approx B_N I_B$, nên *dòng colecto phụ thuộc nhiều vào* B_N, làm cho điểm làm việc *chỉ được ổn định đối với những biến đổi của* U_{BE}, còn với các biến đổi của B_N thì không được ổn định. Vì vậy mạch này chỉ được dùng trong các bộ khuếch đại tín hiệu nhỏ, tần số thấp. Mạch có ưu điểm đơn giản. Các tụ điện C_1 và C_2 làm nhiệm vụ ngăn cách tín hiệu xoay chiều với nguồn cung cấp một chiều.

Cung cấp thiên áp bằng phương pháp định áp bazo (hình 3.5b) nhận được từ bộ phân áp R_1, R_2 mắc song song với nguồn cung cấp colecto U_{cc}. Thiên áp U_{BEo} được xác định theo biểu thức (3.5) :

$$U_{BEo} = I_p R_2 = U_{cc} - R_1(I_p + I_{Bo}) \tag{3.5}$$

Thường chọn $I_p >> I_{Bo}$(*) do đó biểu thức (3.5) có dạng gần đúng :

$$U_{BEo} \approx U_{cc} - R_1 I_p \tag{3.6}$$

Ta nhận thấy U_{BEo} không phụ thuộc tham số của tranzistor tức không phụ thuộc nhiệt độ và độ tạp tán của tham số tranzistor. Dòng I_p càng lớn thì U_{BEo} càng ổn định, muốn thế R_1, R_2 phải nhỏ. Thường chọn

$$I_p \approx (0,3 \div 3) I_{Bmax}, \tag{3.7}$$

trong đó, I_{Bmax} là dòng xoay chiều trong mạch bazo ứng với mức tín hiệu vào lớn nhất. Lúc này *thiên áp hầu như không phụ thuộc trị số dòng bazo* I_{Bo}, do đó có thể dùng cho mạch khuếch đại tín hiệu lớn (chế độ *B*). Tuy nhiên, khi R_1 và R_2 *nhỏ thì công suất tiêu thụ của nguồn cung cấp cũng tăng.*

Ngoài hai phương pháp cung cấp thiên áp trên đây, còn phương pháp định dòng emito, nhưng phương pháp này ít dùng vì phải dùng nguồn cung cấp riêng cho bazo, nên ta không xét ở đây.

3.2.3. Hiện tượng trôi điểm làm việc

Từ sơ đồ tương đương cho tranzistor làm việc trong miền tích cực ta nhận thấy *đặc tính của tranzistor làm việc trong miền tích cực* được đặc trưng chủ yếu bởi ba tham số : B_N (hoặc A_N) ; I_{CBo} (hoặc $I_{CEo} = B_N I_{CBo}$) và U_{BE}. Sự thay đổi của các tham số này là nguyên nhân dẫn đến sự thay đổi điểm làm việc tĩnh. Nếu biết được quan hệ I_C (U_{BE}, I_{CBo}, B_N) của một mạch nào đó thì có thể tính toán được lượng thay đổi của I_C theo các tham số đặc trưng đã nói trên nhờ biểu thức (3.8). Vi phân toàn phần biểu thức $I_C = f(U_{BE}, I_{CBo}, B_N)$ và chuyển vế ta có :

$$\Delta I_C \approx \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \Delta U_{BE} + \frac{\partial I_C}{\partial U_{CBo}} \Delta I_{CBo} + \frac{\partial I_C}{\partial B_N} \Delta B_N \qquad (3.8)$$

Các *thành phần vi phân của biểu thức (3.8) gọi là hệ số ổn định*. Chúng cho biết khả năng ổn định của một mạch. Lượng biến đổi ΔU_{BE} ; ΔI_{CBo} và ΔB_N gọi là đại lượng trôi. Như đã nói trong chương *1* , các đại lượng này đều phụ thuộc vào nhiệt độ. Bảng 3.1 cho biết một số giá trị đặc trưng cho sự phụ thuộc đó.

Bảng 3.1.

Loại tranzistor / Tham số	Silic	Gecmani	Silic	Gecmani	Silic	Gecmani
t_j^o (°C)	−65	−65	+25	+25	+150	+70
I_{CBo} (nA)	< 0,01	2	0,03	10^3	30	30.10^3
U_{BE} (V)	0,78	0,38	0,6	0,2	0,3	0,1
B_N	25	20	55	55	100	90

Đối với *tranzistor gecmani*, sự phụ thuộc của điểm làm việc vào nhiệt độ chủ yếu được quyết định bởi *dòng ngược* I_{CBo}. Đối với *tranzistor silic*, dòng ngược tăng nhanh hơn theo nhiệt độ, nhưng giá trị tuyệt đối lại nhỏ so với của tranzistor gecmani ở cùng nhiệt độ, do đó với tranzistor silic có thể bỏ qua ảnh hưởng của I_{CBo}. *Vì thế, để đảm bảo* cho các mạch điện làm việc *ổn định – đặc biệt là ở nhiệt độ cao, người ta hay dùng tranzistor silic*, lúc này cần quan tâm đến ảnh hưởng của U_{BE}. *Để tính toán ảnh hưởng của điện áp trôi đến các dòng điện và điện áp một chiều, dùng sơ đồ trên hình 3.6, trong đó* $U_{BE} = U_{BEo} + \Delta U_{BE}$. Điện áp trôi ΔU_{BE} có thể do sự biến đổi của nhiệt độ gây ra, cũng có thể do tạp tán của tham số tranzistor gây ra. Điện áp trôi làm biến đổi điểm làm việc ban đầu U_{BEo}.

Khi dòng emito không đổi, nếu nhiệt độ mặt ghép thay đổi một lượng Δt^o thì đặc tuyến $I_C = f(U_{BE})$ của tranzistor silic cũng như tranzistor gecmani sẽ tịnh tiến song song với trục tung một lượng là *2,5 (mV/°C)*.Δt^o [1] (hình 3.6b). Tương đương với một lượng biến đổi điện áp bazo – emito :

$$\Delta U_{BE} \approx -2{,}5 \frac{mV}{^oC} \Delta t^o \text{ (tranzistor } npn)$$

hoặc

$$\Delta U_{BE} \approx 2{,}5 \frac{mV}{^oC} \Delta t^o \text{ (tranzistor } pnp)$$

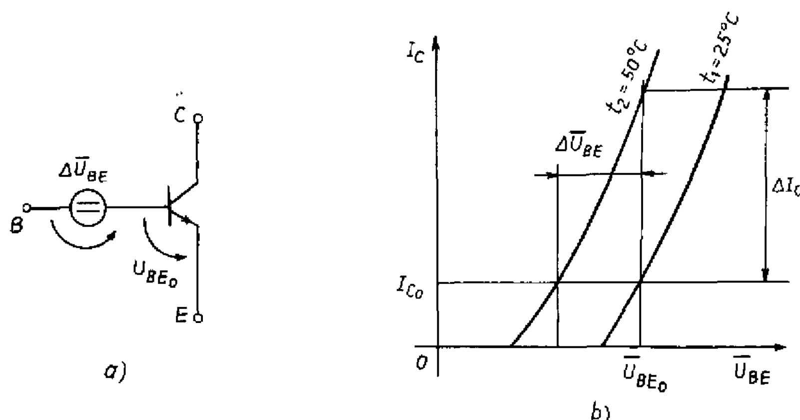
ở đây $\Delta t^o > 0$ khi nhiệt độ tăng.

Trong trường hợp này ΔU_{BE} sinh ra do nhiệt độ thay đổi, nên được gọi là *trôi nhiệt.*

Vậy dòng colecto I_C của một tranzistor *npn* ($\approx I_E$) chỉ giữ nguyên không đổi khi nhiệt độ tăng một lượng Δt^o nếu U_{BE} giảm một lượng $\Delta U_{BE} \approx 2,5 \frac{mV}{^oC}\Delta t^o$. Ngược lại, nếu giữ cho U_{BE} không đổi thì dòng colecto sẽ tăng lên một lượng ΔI_C ; với ΔI_C được xác định theo biểu thức (3.9).

$$\Delta I_C \approx \Delta I_E \approx I_{Eo} (\exp \frac{\Delta U_{BE}}{U_T} - 1) \tag{3.9}$$

Trong đó I_{Eo} là dòng emito khi $\Delta U_{BE} = 0$. Biểu thức (3.9) suy được từ (1.12).



Hình 3.6. a) Sơ đồ tương đương của tranzistor khi kể đến ảnh hưởng của ΔU_{BE};
b) Ảnh hưởng của nhiệt độ đến chế độ công tác của tranzistor.

Để đánh giá mức độ ảnh hưởng của điện áp trôi đến điện áp ra, dùng *hệ số khuếch đại điện áp trôi* K_{tr} ; K_{tr} được xác định như sau :

$$K_{tr} = \frac{\Delta U_{Co}}{\Delta U_{BE}}, \tag{3.10}$$

ở đây, ΔU_{Co} là lượng biến đổi điện thế một chiều giữa đầu ra bộ khuếch đại và đất. (*)

3.2.4. Các sơ đồ ổn định tuyến tính

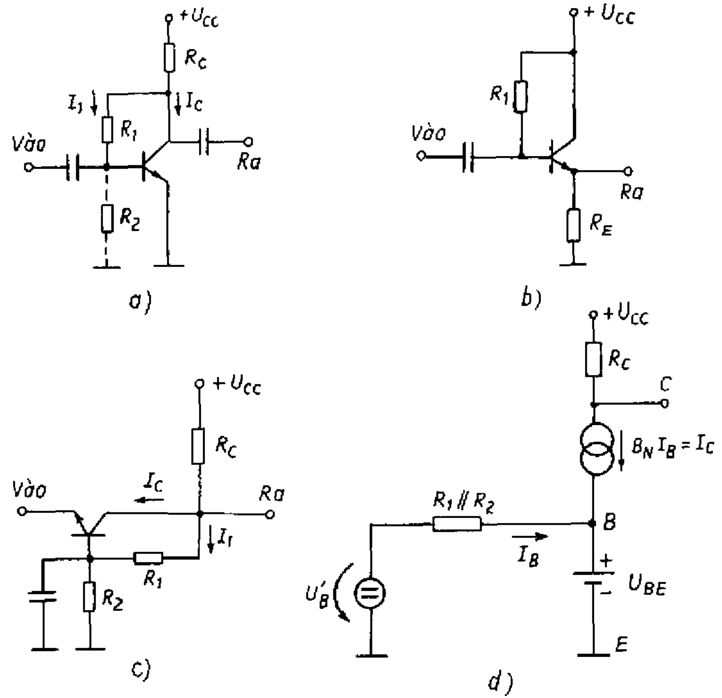
Các sơ đồ ổn định điểm làm việc được dùng phổ biến nhất hiện nay là sơ đồ dùng hồi tiếp âm một chiều *nhằm biến đổi thiên áp mạch vào của tranzistor sao cho có thể hạn chế sự di chuyển điểm tĩnh trên đặc tuyến ra,* gây nên bởi các yếu tố mất ổn định.

Sơ đồ cung cấp và ổn định điểm làm việc bằng hồi tiếp âm điện áp một chiều được biểu diễn trên hình 3.7.

(*) Mạch phải có $K_{tr} << K_u$. Trong sơ đồ emito chung $K_{tr} < 10$, còn hệ số khuếch đại điện áp nguồn tín hiệu $K_u > 10 ... 100$. So sánh sơ đồ hình 3.1 với sơ đồ hình 3.7a nhận thấy rằng : điện áp nguồn tín hiệu U_n mắc nối tiếp với điện áp trôi ΔU_{BE}, do đó $K_{tr} = K_u$. Muốn $K_{tr} << K_u$ (3.11) thì dải tần số của tín hiệu phải nằm ngoài dải tần của điện áp trôi (tần số rất thấp). Lúc đó có thể thỏa mãn điều kiện (3.11) nhờ mắc một tụ điện lớn song song với R_E.

Sơ đồ 3.7a chỉ khác sơ đồ 3.5a ở chỗ R_1 được nối với colecto của tranzistor chứ không phải với nguồn cung cấp, ở đây R_1 vừa làm nhiệm vụ đưa thiên áp vào bazo bằng phương pháp định dòng bazo vừa dẫn điện áp hồi tiếp về mạch vào.

Nguyên tắc ổn định như sau : nếu có một nguyên nhân mất ổn định nào đó làm cho dòng một chiều I_{Co} trên colecto tăng thì điện thế U_{CEo} giảm, do đó dòng định thiên bazơ $I_{Bo} \approx \frac{U_{CEo}}{R_1}$ giảm theo ; làm cho I_{Co} giảm xuống, nghĩa là dòng tĩnh ban đầu I_{Co} được giữ nguyên.



Hình 3.7. Cung cấp và ổn định điểm làm việc bằng hồi tiếp âm điện áp một chiều .
a) mạch emito chung; b) mạch colecto chung; c) mạch bazơ chung ;
d) sơ đồ tương đương của a) và c) (bỏ qua ảnh hưởng của R_1, R_2 đến tải)
$U'_B = U_{CE} R_2/(R_1 + R_2)$.

Theo sơ đồ tương đương hình 3.7d, khi bỏ qua dòng ngược (dòng điện dư)I_{CBo} và giả thiết $I_c >> I_1$, ta tính được:

$$U_{BE} = U'_B - \frac{I_B R_1 R_2}{R_1 + R_2} = U_{CE}\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{I_B R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$= (U_{CE} - I_B R_1)\frac{R_2}{R_1 + R_2} = (U_{cc} - I_C R_C - \frac{I_C R_1}{B_N})\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Từ đó suy ra

$$I_C = \frac{B_N[U_{cc} - U_{BE}(1 + \frac{R_1}{R_2})]}{B_N R_C + R_1}$$

Giả thiết $B_N R_C >> R_1$ ta có

$$I_C \approx \frac{U_{cc} - U_{BE}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}{R_C} \qquad (3.12)$$

Theo (3.12), để mạch làm việc ổn định phải đảm bảo điều kiện $B_N R_C >> R_1$. $U_{cc} >> \Delta U_{BE}(1 + R_1/R_2)$ và R_2 phải đủ lớn. *Để cho dòng qua R_1 nhỏ, chọn $R_1 >> R_C$.* Theo kinh nghiệm, chọn R_C sao cho hạ áp một *chiều trên nó tối thiểu bằng 0,2 U_{cc}*.

Nếu giả thiết $I_B << I_1$, ta có $U_{CE} \approx U_{BE}(1 + R_1/R_2)$ do đó độ khuếch đại điện

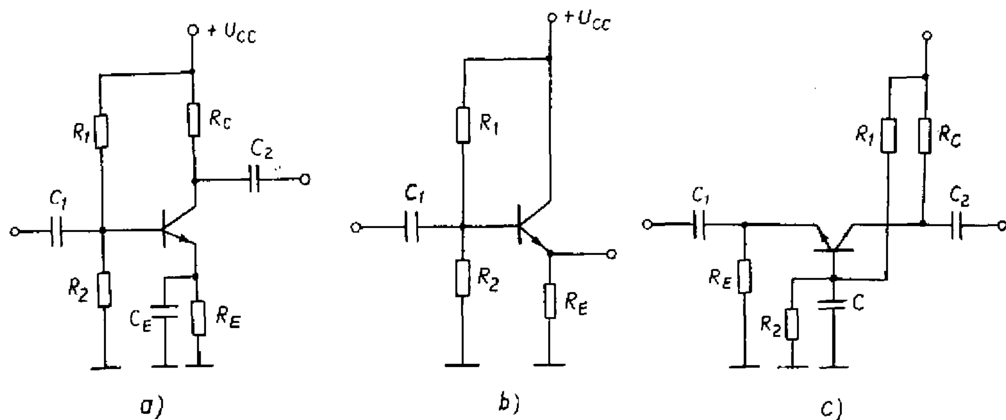
áp trôi xác định được theo biểu thức (3.13):

$$K_{tr} \approx 1 + \frac{R_1}{R_2} \tag{3.13}$$

Sơ đồ có ưu điểm : công suất tổn hao nhỏ vì R_1 và R_2 lớn. Trong sơ đồ hình 3.7a có thể cho $R_2 = \infty$. Lúc đó điện thế colecto

$$U_{CEo} = U_{BEo} + I_B R_1.$$

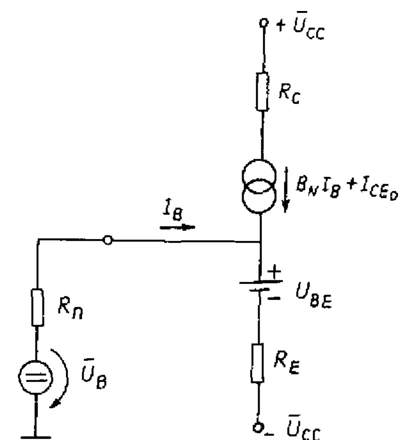
Sơ đồ cung cấp và ổn định điểm làm việc nhờ hồi tiếp âm dòng điện một chiều (hình 3.8.)



Hình 3.8. Sơ đồ cung cấp và ổn định điểm làm việc bằng hồi tiếp âm dòng điện một chiều: a) mạch emito chung; b) mạch coloto chung; c) mạch bazơ chung.

Nguyên tắc ổn định của chúng như sau : khi I_C tăng (do nhiệt độ mặt ghép tăng hay do độ tạp tán tham số tranzistor ...) thì điện áp hạ trên điện trở R_E : $U_{Eo} = I_E R_E$ tăng. Vì điện áp bazo lấy trên bộ phân áp R_1, R_2 gần như không đổi, nên thiên áp giữa bazo và emito $U_{BEo} = I_p R_2 - U_{Eo}$ (U_{Eo} là điện áp tĩnh trên emito) giảm làm cho I_B giảm theo, do đó I_C không tăng được.

Trong sơ đồ này, R_E làm nhiệm vụ hồi tiếp âm dòng điện một chiều để ổn định điểm làm việc. Để tránh hồi tiếp âm đối với dòng tín hiệu (dòng xoay chiều) trên R_E làm giảm hệ số khuếch đại của mạch, cần mắc song song với R_E một tụ thoát cao tần C_E có trị số sao cho có thể coi C_E ngắn mạch đối với dòng tín hiệu.



Hình 3.9. Sơ đồ tương đương một chiều của mạch điện trên hình 3.1.

Sơ đồ trên hình 3.1 cũng dùng hồi tiếp âm dòng điện một chiều để ổn định điểm làm việc. Để phân tích sơ đồ đó ta dùng sơ đồ tương đương của nó trên hình 3.9. Dựa vào đó, xác định được quan hệ sau :

$$R_E I_{Eo} = |-U_{cc}| + U'_B - U_{BEo} - I_B R_n \tag{3.14}$$

Từ biểu thức (1.9) và (1.10) suy ra biểu thức xác định dòng bazo ở chế độ tĩnh :

$$I_{Bo} = I_{Eo}(1 - A_N) - I_{CBo}$$

Thay vào (3.14) và chuyển vế sẽ có được biểu thức (3.15) là biểu thức để xác định dòng emito ở chế độ tĩnh :

$$I_{Co} \approx I_{Eo} = \frac{U_{cc} + U'_B - U_{BEo} + I_{CBo}R_n}{R_E + R_n/(1 + B_N)} \tag{3.15}$$

với $I_{Eo} \geqslant 0$.

Nếu dòng điện dư I_{CBo} đủ nhỏ và điện trở R_E đủ lớn $[R_E >> R_n/(1 + B_N)]$ thì dòng điện emito hầu như không phụ thuộc vào *tham số tranzistor* và chỉ có sự thay đổi của U_{BEo} *ảnh hưởng đến* I_{Eo}. Thường, điện áp bazo – emito thay đổi trong phạm vi :

$$\Delta U_{BE} < (0,1 \div 0,2)V.$$

Nếu $U_{cc} + U'_B >> \Delta U_{BE}$ thì ảnh hưởng này không đáng kể. Trường hợp thường gặp là $U_{cc} + U'_B >> U_{BEo}$, lúc đó từ (3.15) suy ra biểu thức gần đúng sau đây :

$$I_C \approx B_N I_B \approx \frac{U_{cc} + U'_B}{R_E}$$

Qua phân tích như trên, ta nhận thấy I_C hầu như không phụ thuộc vào R_c và vào các tham số của tranzistor. Do đó có thể kết luận : sơ đồ emito chung dùng hồi tiếp âm dòng điện để ổn định điểm làm việc có tác dụng như một nguồn dòng. Sơ đồ làm việc càng ổn định khi U_{BE} và $R_n I_{CBo}$ càng nhỏ so với $U_{cc} + U'_B$ và $R_n << (1 + B_N)R_E$. Thường chọn R_E theo biểu thức sau :

$$I_E R_E \approx (1 \div 2)V.$$

Quay lại đối với các sơ đồ trên hình 3.8 ta cũng xác định được dòng colecto $I_{Co} \approx I_{Eo}$ theo biểu thức (3.15). Trường hợp $R_C = 0$, tức với mạch colecto chung (mạch lặp emito) I_C vẫn giữ nguyên không đổi.

Vi phân biểu thức (3.15) theo U_{BE} sẽ suy ra được biểu thức (3.16) để tính hệ số khuếch đại điện áp trôi :

$$\Delta I_C \approx \Delta I_E \approx \frac{\partial I_E}{\partial U_{BE}}\Delta U_{BE} = \frac{-\Delta U_{BE}}{R_E + R_n/(1 + B_N)} = -\frac{\Delta U_{BE}}{R_E}$$

hay

$$K_{tr} = \frac{\Delta U_{Co}}{\Delta U_{BE}} = \frac{\Delta I_C R_C}{\Delta U_{BE}} \approx -\frac{R_C}{R_E} \tag{3.16}$$

Hệ số khuếch đại điện áp trôi trong trường hợp này bằng hệ số khuếch đại điện áp tín hiệu.

Hiện nay các sơ đồ ổn định điểm làm việc dùng hồi tiếp âm dòng điện một chiều thường *được dùng nhiều nhất*. Chúng cho phép công tác ổn định khi hệ số khuếch đại dòng B_N thay đổi từ *5 ÷ 10 lần và nhiệt độ biến thiên trong phạm vi từ 30°*C đến 100°C. Tuy nhiên, chúng có nhược điểm là : *có tổn hao phụ trên điện trở* R_E *và hệ số khuếch đại một chiều giảm* (do hồi tiếp âm một chiều trên R_E).

Để minh họa, ta xét ví dụ sau đây :

Ví dụ : Mạch điện trên hình 3.8a có các thông số :

U_{cc} = 9V ; R_1 = 50kΩ ; R_2 = 20kΩ ; R_E = 2kΩ ; R_C = 5kΩ và tranzistor có B_N = 50 ; U_{BE} = 0,7V ; I_{CBo} = 10nA.

a) Tính các tham số của mạch ở chế độ tĩnh (I_{Co}, I_{Bo}, I_{CEo}).

b) Tính hệ số khuếch đại điện áp trôi K_{tr} ;

c) Tính lượng biến đổi dòng colecto khi thay vào một tranzistor khác có B_N = 100 ; U_{BE} = 0,6V ; I_{CBo} = 100 nA và nhận xét về ảnh hưởng của ba tham số đó đến công tác của mạch.

Giải : a) Từ (3.15) tính được

$$I_{Co} \approx I_{Eo} = \frac{U'_B - U_{BEo} + R_n I_{CBo}}{R_E + R_n/\ (1 + B_N)}$$

$$= \frac{U_{cc}\dfrac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{BEo} + (R_1 /\!/ R_2) I_{CBo}}{R_E + \dfrac{(R_1 /\!/ R_2)}{1 + B_N}} \approx \frac{2{,}6V - 0{,}7V + 1{,}43\ 10^{-3}V}{2\ .\ 10^3 + 280} \approx 0{,}83\ 10^{-3}A$$

$$I_{Bo} \approx \frac{I_{Co}}{B_N} = 16{,}6\,\mu A;\ U_E = I_E R_E = 1{,}66\ V$$

$$U_{CEo} = U_C - U_E = U_{cc} - I_C R_C - U_E = 3{,}19V$$

b) $K_{tr} \approx -\dfrac{R_c}{R_E} = 2{,}5$

c) Áp dụng biểu thức (3.15) tính được :

$$I_{Co} \approx I_{Eo} = \frac{U'_B - U_{BEo} + R_n I_{CBo}}{R_E + (R_1/\!/R_2)/(1 + B_N)} = \frac{2{,}6V - 0{,}6V + 1{,}43\ .\ 10^{-3}V}{2\ .\ 10^3 + 143} \approx 0{,}94.10^{-3}\ A$$

Nhận xét : Trong ba tham số B_N, U_{BE} và I_{CBo} thì U_{BE} gây ảnh hưởng lớn nhất đến sự thay đổi của I_{Co}, sau đó đến B_N ; còn sự thay đổi của I_{Co} theo I_{CBo} không đáng kể.

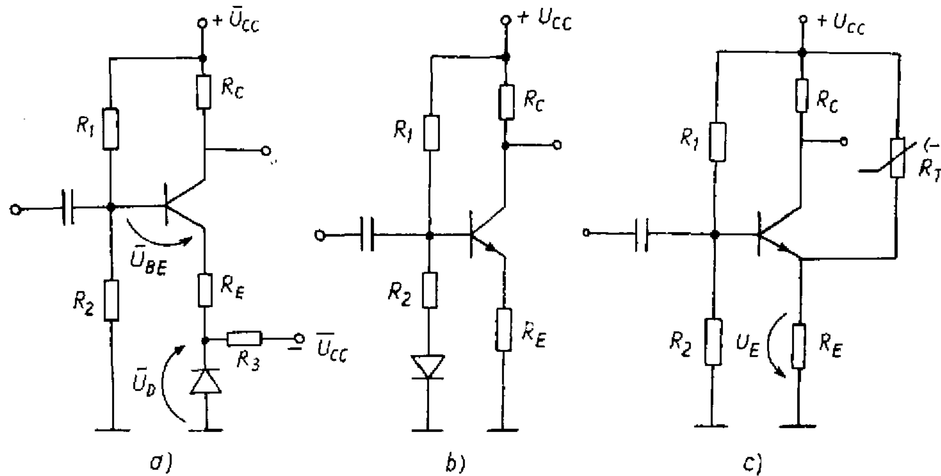
Chú ý rằng những sơ đồ ổn định dùng hồi tiếp âm dòng điện một chiều chỉ được dùng khi thành phần dòng điện một chiều trong mạch ra không phụ thuộc vào biên độ tín hiệu vào, nghĩa là khi mạch làm việc ở chế độ *A* (xem chương 6) nó thỏa mãn các điều kiện nêu trong mục 3.2.1.

Ở chế độ *B*, *C* (chương 6) do thành phần một chiều của dòng ra phụ thuộc biên độ tín hiệu vào, nên trong sơ đồ có hồi tiếp âm dòng điện, điểm làm việc tĩnh bị thay đổi theo mức tín hiệu vào, có thể gây méo tín hiệu nghiêm trọng.

3.2.5. Các sơ đồ ổn định phi tuyến

Để ổn định điểm làm việc trong các sơ đồ ổn định phi tuyến, người ta áp dụng phương pháp *bù nhiệt nhờ các phần tử có tham số phụ thuộc nhiệt độ* như tranzistor, điot, điện trở nhiệt. Các sơ đồ này thường dùng trong các *mạch tổ hợp* và trong *các tầng khuếch đại công suất*.

Nếu điot và tranzistor trên hình 3.10a đều được sản xuất từ một loại bán dẫn như nhau và nếu nhiệt độ mặt ghép của chúng như nhau thì đặc tính nhiệt của điện áp bazo – emito và của điện áp hạ trên điot như nhau ; hơn nữa, U_{BE} và U_D có chiều ngược nhau, nên ảnh hưởng của nhiệt độ được bù hoàn toàn. Để giảm ảnh hưởng do độ *tạp tán* của tham số tranzistor gây ra và ảnh hưởng *của thời gian, dùng thêm biện pháp hồi tiếp âm dòng điện nhờ điện trở* R_E. Sơ đồ trên hình 3.10b cũng làm việc theo nguyên tắc đó. Tuy nhiên sơ đồ 3.10b còn có thể bù được *các biến đổi của nguồn điện áp cung cấp* : khi mắc nối tiếp với R_2 một số điot theo chiều phân cực thuận, thì R_1, R_2 và các điot đó tạo thành mạch phân áp đưa điện áp cung cấp vào bazo, nếu chọn $R_2 << R_1$ thì *điện áp bazo* hầu như không phụ thuộc vào nguồn điện áp cung cấp U_{cc}.



Hình 3.10. Sơ đồ ổn định phi tuyến.
a) sơ đồ bù ΔU_{BE} ; b) sơ đồ bù ΔU_{BE} và bù nguồn cung cấp;
c) sơ đồ bù dùng điện trở nhiệt.

Sơ đồ hình 3.10c dùng điện trở nhiệt có hệ số nhiệt âm để bù. Khi nhiệt độ tăng thì R_T giảm, do đó điện áp trên emito U_E tăng làm cho dòng colecto giảm, sao cho có thể bù lại sự tăng của dòng colecto theo nhiệt độ. Tương tự như vậy cũng có thể mắc $R_T^{(-)}$ song song với R_2 hoặc mắc một điện trở nhiệt có hệ số nhiệt dương $R_T^{(+)}$ song song với R_1.

Các sơ đồ ổn định phi tuyến có ưu điểm : *mạch ổn định chỉ gây tổn hao phụ không đáng kể và không làm giảm dải điện áp ra.*

3.2.6. Ổn định điểm làm việc trong các mạch tổ hợp tương tự

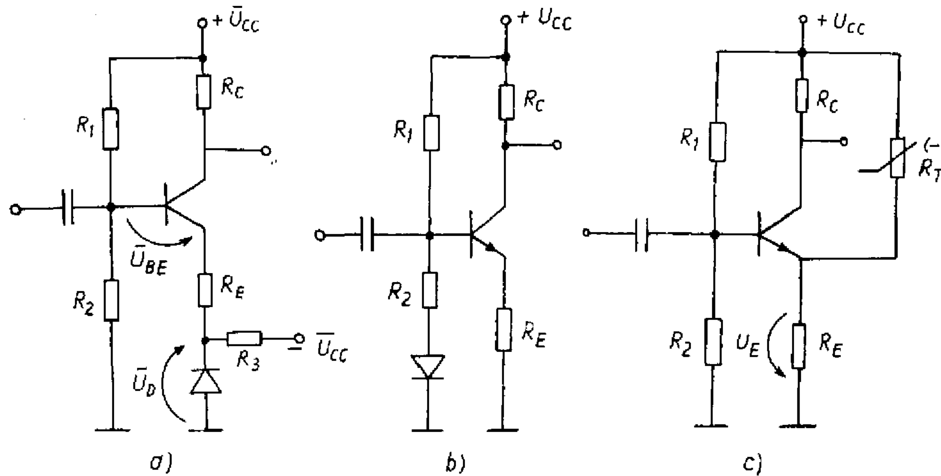
Trong các mạch tổ hợp tương tự, để ổn định điểm làm việc người ta *dùng các nguồn dòng điện, vì mạch điện nguồn dòng dễ thực hiện dưới dạng mạch tổ hợp.*

Trên hình 3.11 là sơ đồ của hai nguồn dòng điện. Giả thiết I_C không phụ thuộc U_{CE} và *các tranzistor* T_1 *và* T_2 *có tham số hoàn toàn giống nhau và ở cùng nhiệt độ,* do đó

$I_{C1} = I_{C2}$ và $I_{B1} = I_{B2} \approx \dfrac{I_{C2}}{B_N}$ (với $I_{CEo} << I_c$). Theo sơ đồ trên hình 3.11a, ta có

$$I_1 = I_{C1} + 2I_{B2} \approx I_{C2} + \frac{2I_{C2}}{B_N}$$

Nếu điot và tranzistor trên hình 3.10a đều được sản xuất từ một loại bán dẫn như nhau và nếu nhiệt độ mặt ghép của chúng như nhau thì đặc tính nhiệt của điện áp bazo – emito và của điện áp hạ trên điot như nhau ; hơn nữa, U_{BE} và U_D có chiều ngược nhau, nên ảnh hưởng của nhiệt độ được bù hoàn toàn. Để giảm ảnh hưởng do độ *tạp tán* của tham số tranzistor gây ra và ảnh hưởng *của thời gian, dùng thêm biện pháp hồi tiếp âm dòng điện nhờ điện trở* R_E. Sơ đồ trên hình 3.10b cũng làm việc theo nguyên tắc đó. Tuy nhiên sơ đồ 3.10b còn có thể bù được *các biến đổi của nguồn điện áp cung cấp* : khi mắc nối tiếp với R_2 một số điot theo chiều phân cực thuận, thì R_1, R_2 và các điot đó tạo thành mạch phân áp đưa điện áp cung cấp vào bazo, nếu chọn $R_2 << R_1$ thì *điện áp bazo* hầu như không phụ thuộc vào nguồn điện áp cung cấp U_{cc}.



Hình 3.10. Sơ đồ ổn định phi tuyến.
a) sơ đồ bù ΔU_{BE} ; b) sơ đồ bù ΔU_{BE} và bù nguồn cung cấp;
c) sơ đồ bù dùng điện trở nhiệt.

Sơ đồ hình 3.10c dùng điện trở nhiệt có hệ số nhiệt âm để bù. Khi nhiệt độ tăng thì R_T giảm, do đó điện áp trên emito U_E tăng làm cho dòng colecto giảm, sao cho có thể bù lại sự tăng của dòng colecto theo nhiệt độ. Tương tự như vậy cũng có thể mắc $R_T^{(-)}$ song song với R_2 hoặc mắc một điện trở nhiệt có hệ số nhiệt dương $R_T^{(+)}$ song song với R_1.

Các sơ đồ ổn định phi tuyến có ưu điểm : *mạch ổn định chỉ gây tổn hao phụ không đáng kể và không làm giảm dải điện áp ra.*

3.2.6. Ổn định điểm làm việc trong các mạch tổ hợp tương tự

Trong các mạch tổ hợp tương tự, để ổn định điểm làm việc người ta *dùng các nguồn dòng điện, vì mạch điện nguồn dòng dễ thực hiện dưới dạng mạch tổ hợp.*

Trên hình 3.11 là sơ đồ của hai nguồn dòng điện. Giả thiết I_C không phụ thuộc U_{CE} và *các tranzistor* T_1 *và* T_2 *có tham số hoàn toàn giống nhau và ở cùng nhiệt độ,* do đó

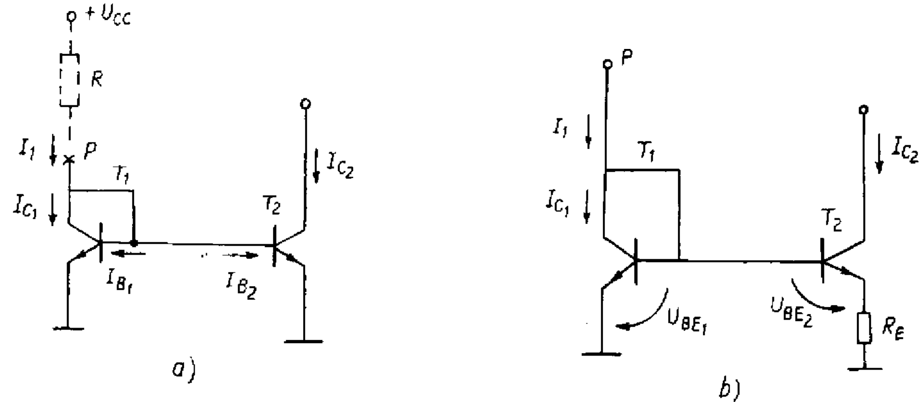
$I_{C1} = I_{C2}$ và $I_{B1} = I_{B2} \approx \dfrac{I_{C2}}{B_N}$ (với $I_{CEo} << I_c$). Theo sơ đồ trên hình 3.11a, ta có

$$I_1 = I_{C1} + 2I_{B2} \approx I_{C2} + \frac{2I_{C2}}{B_N}$$

Từ đó suy ra :

$$I_{C2} \approx \frac{I_1}{1 + 2/B_N} \approx I_1 \text{ khi } B_N >> 2 \quad (3.17)$$

Biểu thức (3.17) cũng áp dụng được đối với dòng tín hiệu. Từ (3.17) thấy rằng : có thể dùng I_1 để điều khiển trị số của I_{C2}. *Để có được I_1 ổn định, cách đơn giản nhất là nối điểm P với nguồn điện áp một chiều ổn định U_{cc} qua điện trở R.*



Hình 3.11. Mạch điện dùng nguồn dòng để ổn định I_{C2}.
a) mạch ổn định đơn giản;
b) mạch ổn định cho trường hợp dòng I_{C2} nhỏ.

Trong các mạch tổ hợp, người ta *tránh chế tạo các điện trở có trị số lớn* (vì nó chiếm thể tích lớn) do đó khó tạo được dòng I_1 nhỏ ($I_1 \approx U/R$ với $U >> U_{BE1}$). Vì vậy để có dòng colecto nhỏ, dùng sơ đồ 3.11b.

Với sơ đồ 3.11b, giả thiết $I_C = I_E$ và $B_N >> 1$, từ (1.12) suy ra :

$$I_1 \approx I_{C1} \approx I_{Ebh} (\exp \frac{U_{BE1}}{U_T}), \quad (3.18)$$

ở đây $$\frac{U_{BE1}}{U_T} >> 1.$$

$$I_{C2} \approx I_{Ebh}\exp\frac{U_{BE2}}{U_T} = I_{Ebh}\exp\frac{(U_{BE1} - R_{E2}I_{C2})}{U_T}$$

do đó $$\frac{I_1}{I_{C2}} = \exp\frac{(R_{E2}I_{C2})}{U_T} \quad (3.19)$$

Như vậy, nhờ mắc thêm điện trở hồi tiếp R_{E2}, nên $I_{C2} << I_1$, do đó sơ đồ 3.11b dùng để điều khiển một dòng colecto ổn định, *có trị số nhỏ hơn trị số của I_1 nhiều.*

3.3. Mạch cung cấp và ổn định chế độ công tác của các tầng dùng tranzistor hiệu ứng trường

3.3.1. Chế độ tĩnh

Về nguyên tắc, việc cung cấp và ổn định điểm làm việc đối với *Fet* cũng giống như

đối với tranzistor lưỡng cực. Đối với *Fet* để xác định điểm làm việc tĩnh phải xác định I_D, U_{GS} và U_{DS}. Ổn định điểm làm việc được thực hiện bằng cách *ổn định dòng* I_D. Người ta *không ổn định điểm làm việc bằng cách ổn áp* U_{GS}, vì độ tạp tán tham số của *Fet* rất lớn làm cho I_D thay đổi nhiều, dẫn đến méo phi tuyến lớn (điểm làm việc di chuyển sang cả miền triot).

Việc chọn điểm làm việc phụ thuộc vào nhiều yếu tố : dải động, méo phi tuyến, điện áp nguồn cung cấp, hệ số khuếch đại, đặc tính tần số, công suất tổn hao cho phép, điện áp và dòng điện cho phép, tạp âm, trôi dòng I_D. Trong trường hợp khuếch đại tín hiệu, *Fet* phải làm việc trong miền thắt $|U_{DS}| > |U_{DSP}|$ và việc xác định điểm tĩnh phải thỏa mãn những yêu cầu sau :

1. Dòng máng $|I_D| > 0$ (đối với JFet còn phải đảm bảo điều kiện $|I_D| < |I_{DSS}|$)

2. Điện áp cửa-nguồn $U_{GS} > U_P$ (Fet kênh n)

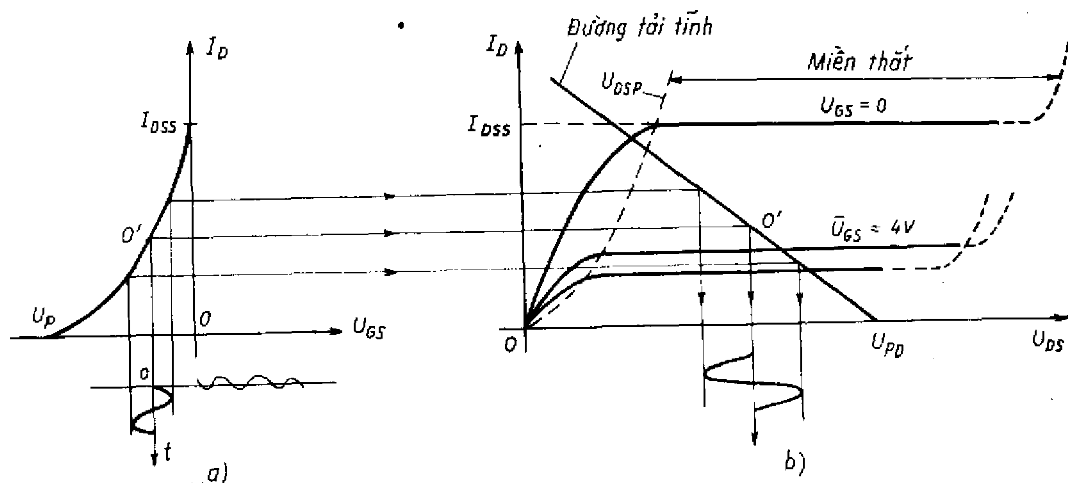
$U_{GS} < U_P$ (Fet kênh p)

đối với JFet thì điot cửa phải luôn luôn ở trạng thái phân cực ngược.

3. Điện áp máng-nguồn $|U_{DSP}| < |U_{DS}| < |U_{DTDS}|$; trong đó U_{DTDS} là điện áp đánh thủng giữa cực máng và cực nguồn.

4. Công suất tổn hao $P_v \leq P_{vmax}$ và các dòng điện và điện áp thỏa mãn các điều kiện cho phép.

Kinh nghiệm cho thấy, trong các bộ khuếch đại tần số thấp, chọn dòng tĩnh I_{Do} *khoảng vài* μA và điện trở máng R_D *từ (0,1 ÷ 1)* MΩ là có thể đạt được hệ số khuếch đại mong muốn. Đối với các bộ khuếch đại cao tần, chọn $I_{Do} \approx (0,3 \div 0,5)I_{DSS}$ để đạt được độ dốc đủ lớn. Điểm làm việc thường chọn là điểm trung bình trên đường tải tĩnh (điểm O' trên hình 3.12).



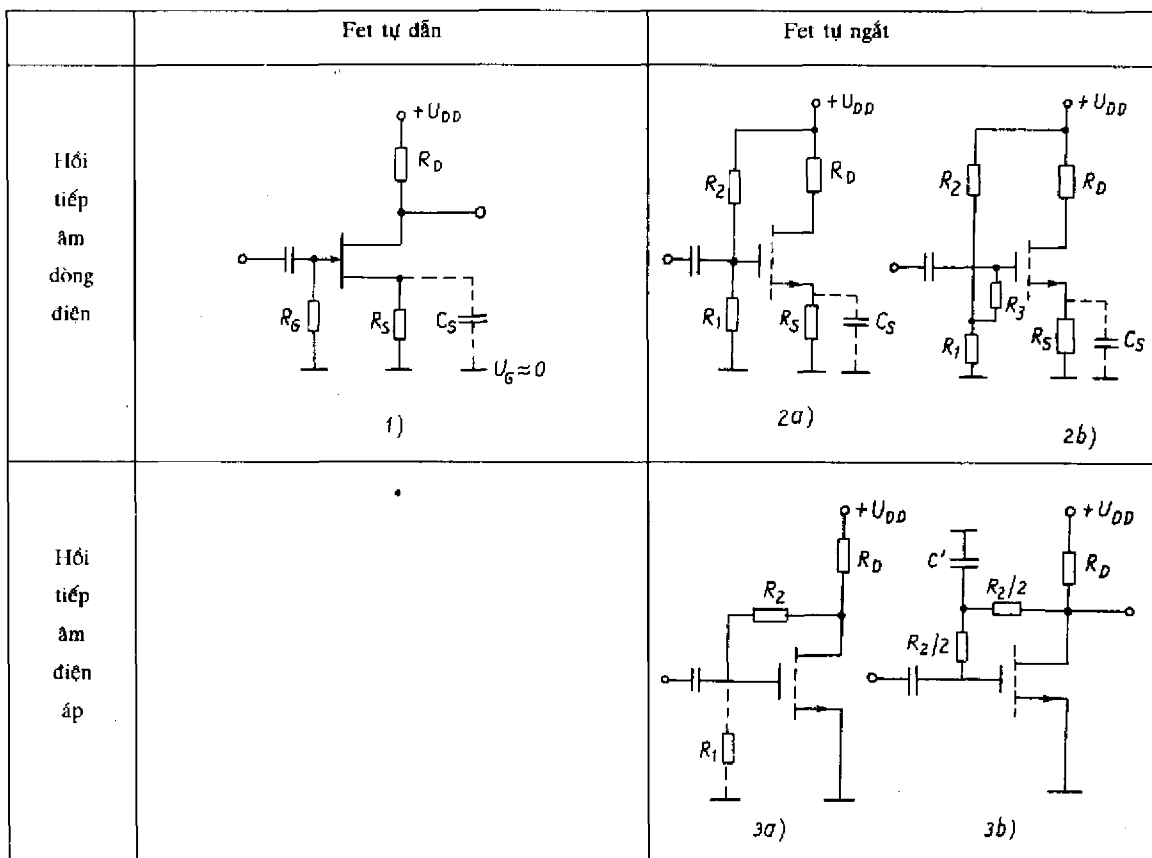
Hình 3.12. Đặc tuyến của bộ khuếch đại mắc theo sơ đồ nguồn chung:
a) đặc tuyến vào; b) đặc tuyến ra và đường tải tĩnh.

3.3.2. Các sơ đồ ổn định điểm làm việc

Vấn đề ổn định ở đây là làm cho điểm làm việc không phụ thuộc vào độ tạp tán tham số của *Fet*, không phụ thuộc nhiệt độ, thời gian và các biến đổi của điện áp nguồn cung cấp. Khi áp dụng các biện pháp ổn định cần lưu ý rằng : *U_P và I_{DSS} có độ tạp tán rất lớn* (khoảng 3 đến 5 lần).

Cũng giống như trong các tầng khuếch đại dùng tranzistor lưỡng cực, biện pháp ổn định điểm làm việc đối với các tầng tranzistor trường là dùng nguyên tắc hồi tiếp âm dòng điện và điện áp.

Mạch ổn định điểm làm việc dùng hồi tiếp âm dòng điện qua điện trở nguồn R_S được biểu diễn trên hình 3.13. Ở đây, cần phân biệt hai loại : *Fet tự ngắt và Fet tự dẫn. Với Fet tự ngắt*, để dẫn điện áp vào cực cửa dùng bộ *phân áp R_1, R_2*. Điện áp cực cửa có cùng cực tính với điện áp nguồn cung cấp và có trị số khoảng vài von so với đất. *Đối với Fet tự dẫn có thể bỏ R_2* ($R_2 = \infty$), lúc đó điện áp cửa là điện áp tự cấp (xem mạch *1* hình 3.13), có trị số $I_D R_S = -U_{GS}$. Để R_G ít ảnh hưởng đến trở kháng vào của *Fet*, chọn R_G rất lớn (cỡ MΩ). *Trị số cực đại của R_G bị giới hạn bởi hạ áp cho phép do dòng cửa gây ra trên nó* (Ví dụ : với JFet : I_G = 5nA, R_G = 10MΩ → $I_G R_G$ = 50mV).



Hình 3.13. Các mạch cung cấp và ổn định điểm làm việc cho các tầng khuếch đại dùng tranzistor trường (Fet).

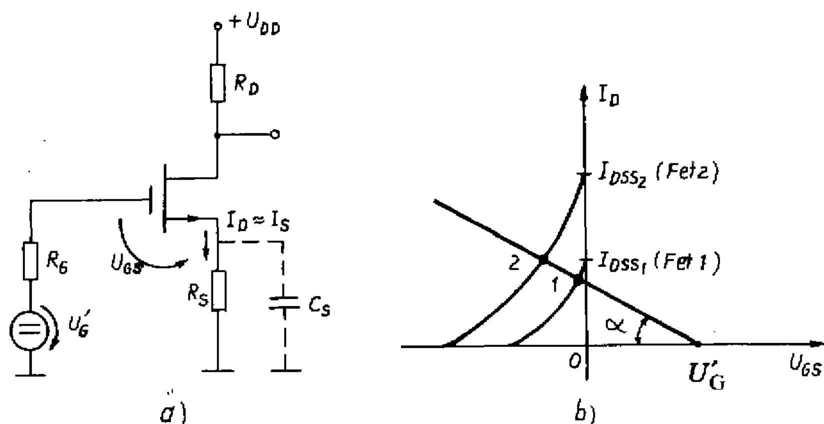
Tất cả các mạch điện trên hình 3.13 đều có thể biểu diễn bởi sơ đồ tương đương hình 3.14.

Nếu coi dòng cửa $I_G \approx 0$, ta có $U'_G = I_D R_S + U_{GS}$ (3.20)

Biểu thức (3.20) cho biết dạng của đường điện trở R_S trên đặc tuyến truyền đạt hình 3.14b. Độ dốc của đường điện trở R_S :

$$\mathrm{tg}\alpha = -\left(\frac{dI_D}{dU_{GS}}\right) = R_S^{-1}$$

U'_G và R_S phải chọn sao cho dòng máng I_D không đổi khi thay *Fet*, làm cho điểm làm việc nằm trong đoạn thẳng của đặc tuyến truyền đạt (U'_G chọn lớn, còn R_S chọn sao cho có được điểm làm việc đã định).



Hình 3.14. Sơ đồ tương đương của mạch trên hình 3.13.
a) sơ đồ; b) đường điện trở R_S trên đặc tuyến truyền đạt.

Mạch ổn định điểm làm việc dùng hồi tiếp âm điện áp được biểu diễn bởi sơ đồ 3a và 3b hình 3.13. *Với Fet tự dẫn thì thuận lợi nhất là chọn* $U_{DS} \approx U_{GS}$ (sơ đồ 3a). Nếu mắc thêm R_1 thì $U_{DS} > U_{GS}$. Sơ đồ này có nhược điểm là do có hồi tiếp âm điện áp song song, nên điện trở vào xoay chiều $R_{v\sim}$ nhỏ :

$$R_{v\sim} \approx R_2/K_u$$

(Xem mục 2.4.2, phần b).

Để khắc phục nhược điểm đó, mắc thêm C' vào mạch. Nhờ vậy, hồi tiếp không có tác dụng đối với tần số tín hiệu và điện trở vào xoay chiều :

$$R'_{v\sim} \approx R_2/2$$

Ví dụ : Xác định điện áp ra cực đại cho phép (dạng sin) của mạch điện trên sơ đồ 3a, hình 3.13.

Giải : Theo sơ đồ $U_{DS} \approx U_{GS}$. Từ biểu thức $U_{DSP} = U_{GS} - U_P$ suy ra $U_{GS} = U_{DSP} + U_P$, ta suy ra nếu biên độ điện áp ra $\hat{U}_r \leq |U_P|$ thì điểm làm việc còn nằm trong miền thắt và méo phi tuyến có giá trị còn chấp nhận được (xem hình 3.12).

Chương 4

CÁC SƠ ĐỒ CƠ BẢN CỦA TẦNG KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ DÙNG TRANZISTOR VÀ MẠCH GHÉP GIỮA CÁC TẦNG

4.1. Các phương pháp phân tích

Khi phân tích các sơ đồ của một tầng khuếch đại thì vấn đề cơ bản là *chọn được cách biểu diễn thích hợp cho các phần tử tích cực*. Có nhiều phương pháp biểu diễn khác nhau. Đối với *tín hiệu bé người ta thường dựa vào sơ đồ tương đương để phân tích*. Như đã biết, có thể biểu diễn các phần tử tích cực bởi *sơ đồ tương đương* π hoặc sơ đồ tương đương của một mạng *bốn cực*. sơ đồ tương đương π cho phép minh họa đầy đủ các tính chất vật lý của mạch, nó có *ưu điểm đặc biệt là các phần tử của sơ đồ có thể coi là không phụ thuộc tần số cho tới phạm vi tần số khá cao* [$f \leq (0,1 \div 0,5)f_1$ đối với tranzistor lưỡng cực và $f \leq (10 \div 100)$ MHz đối với *Fet*]. Ở tần số cao hơn, điều đó không đúng nữa và phải dùng sơ đồ tương đương *y*. Tóm lại, có thể dùng bảng 4.1 để chọn sơ đồ tương đương thích hợp đối với các dải tần số khác nhau.

4.1.1. Phân tích theo các tham số của mạng bốn cực

Các tầng khuếch đại mắc theo các kiểu khác nhau đều có thể đưa về dạng sơ đồ tương đương tổng quát trên hình 4.1.

Bảng 4.1.

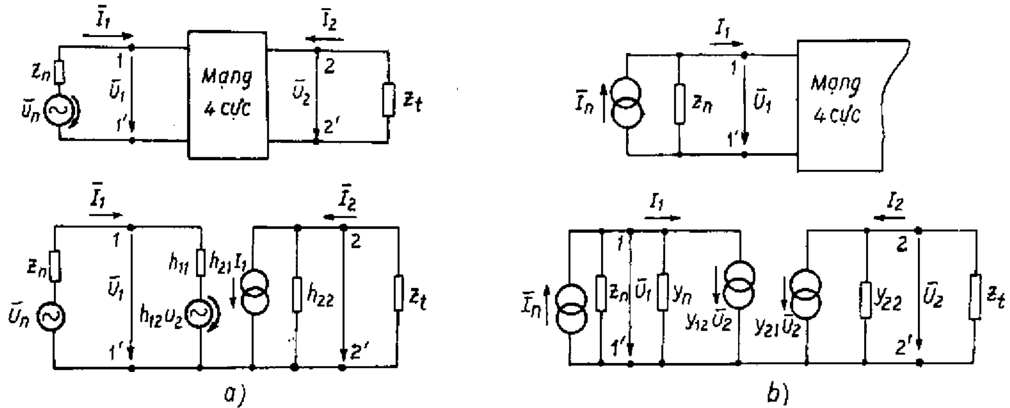
Loại tranzistor	Tần số thấp	Tần số trung bình và cao	Tần số rất cao
Tranzistor lưỡng cực	–Sơ đồ tương đương π không có điện dung – Sơ đồ tương đương *h*	–Sơ đồ tương đương π có điện dung $f \leq (0,1 \div 0,5)f_1$	–Sơ đồ tương đương *y* $f \geq (0,1 \div 0,5)f_1$
Fet	– Sơ đồ tương đương π không có điện dung	–Sơ đồ tương đương π, có điện dung $f < (10 \div 100)$ *MHz*	–Sơ đồ tương đương y $f \geq (10 \div 100)$ *MHz*

Có thể áp dụng các phương trình mạng bốn cực (1.12) và (1.13) để tính toán sơ đồ trên hình 4.1 theo quy ước về chiều dòng điện và điện áp như trên hình vẽ. Các tham số cơ bản cần tính là : *trở kháng vào* Z_v, *trở kháng ra* Z_r, *hệ số khuếch đại dòng điện* K_i, *hệ số khuếch đại điện áp* K_u *và hệ số khuếch đại công suất* K_p.

Theo biểu thức (1.12) và sơ đồ 4.1*a*, ta viết được phương trình (4.1)

$$\overline{U}_1 = h_{11}\overline{I}_1 + h_{12}\overline{U}_2 \qquad (4.1a)$$

$$0 = h_{21}\overline{I}_1 + h_{22}\overline{U}_2 + \frac{\overline{U}_2}{Z_t} \qquad (4.1b)$$



Hình 4.1. Sơ đồ tương đương bốn cực của tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ :
a) và a') mạng bốn cực dùng tham số hỗn hợp *h* và nguồn tín hiệu là nguồn áp ;
b) và b') mạng bốn cực dùng tham số hỗn hợp *y* và nguồn tín hiệu là nguồn dòng.

Rút $\overline{U}_2$ từ (4.1*a*) rồi thay vào (4.1*b*), ta nhận được :

$$Z_v = \frac{\overline{U}_1}{\overline{I}_1} = h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{22} + \dfrac{1}{Z_t}} \qquad (4.2a)$$

hay

$$Z_v = \frac{\Delta h \,.\, Z_t + h_{11}}{Z_t h_{22} + 1} \qquad (4.2b)$$

Cũng từ sơ đồ đó, biết $U_1 = U_n - I_1 Z_n$ cho $U_n = 0$, ta có (4.3*a*) và (4.3*b*)

$$0 = h_{11}\overline{I}_1 + Z_n\overline{I}_1 + h_{12}\overline{U}_2 \qquad (4.3a)$$

$$\overline{I}_2 = h_{21}\overline{I}_1 + h_{22}\overline{U}_2 \qquad (4.3b)$$

Từ các phương trình đó, suy ra :

$$Z_r = \frac{\overline{U}_2}{\overline{I}_2} = \frac{h_{11} + Z_n}{\Delta h + h_{22}Z_n} \qquad (4.4a)$$

hoặc

$$\frac{1}{Z_r} = h_{22} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11} + Z_n}$$

Trong đó (4.1*b*) thay $\overline{U}_2 = -\overline{I}_2 Z_t$ ta nhận được hệ số khuếch đại dòng điện K_i :

$$K_i = \frac{\overline{I}_2}{\overline{I}_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}Z_t} \qquad (4.5)$$

Hệ số khuếch đại điện áp tính được từ (4.1*a*) nếu thay $\overline{I}_1$ rút ra từ biểu thức (4.1*b*)

$$K_u = \frac{-h_{21}}{\Delta h + \frac{h_{11}}{Z_t}} \qquad (4.6a)$$

hoặc
$$K_u = \frac{-h_{21}Z_t}{h_{11} + \Delta h \cdot Z_t} = K_i \frac{Z_t}{Z_v} \qquad (4.6b)$$

Hệ số khuếch đại công suất :

$$K_p = \frac{P_r}{P_v} = \frac{\overline{U}_2\overline{I}_2}{\overline{U}_1\overline{I}_1} = K_u \cdot K_i = \frac{h_{21}^2 Z_t}{(1 + h_{22}Z_t)(h_{11} + \Delta h \cdot Z_t)} \qquad (4.7a)$$

hoặc
$$K_p = \frac{K_i^2 Z_t}{Z_v} = \frac{h_{21}^2 Z_t}{(1 + h_{22}Z_t)^2 Z_v} \qquad (4.7b)$$

Thay Z_v bởi biểu thức (4.2*b*) vào (4.7*b*) rồi tính đạo hàm theo Z_t và cho $K'_p = 0$ để tìm cực đại, ta thấy hệ số khuếch đại công suất đạt được giá trị tối ưu theo (4.8)

$$K_{p\ opt} = \frac{h_{21}^2}{(\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11}h_{22}})^2} \qquad (4.8)$$

khi
$$Z_t = Z_{t\ opt} = \sqrt{\frac{h_{11}}{\Delta h \cdot h_{22}}} \qquad (4.9)$$

hoặc thay Z_t bởi (4.4*a*) rồi đạo hàm theo Z_n ta có :

$$Z_n = Z_{n\ opt} = \sqrt{\frac{h_{11}\Delta h}{h_{22}}}$$

Đây là trường hợp đầu vào và đầu ra có phối hợp trở kháng, tức $Z_n = Z_v$ và $Z_t = Z_r$.

Nếu các tham số *h* đã cho trong các tài liệu kỹ thuật, bằng các công thức trên đây, ta có thể xác định được các tham số cơ bản của bộ khuếch đại. Như đã nói, tham số *h* chỉ dùng trong *các bộ khuếch đại tín hiệu nhỏ, tần số thấp, nên các số liệu của chúng trong các tài liệu kỹ thuật cũng chỉ ứng với dải tần đó.*

Các biểu thức trên đây được tóm tắt trong bảng 4.2. Bảng 4.2 còn cho biết các quan hệ trên đối với tham số dẫn nạp *y*. Các quan hệ đó tìm được dựa vào biểu thức (1.13) và sơ đồ tương đương trên hình 4.1b và 4.1b'. Cũng có thể suy ra các biểu thức đó từ các biểu thức đối với tham số hỗn hợp *h* và dựa vào biểu thức (1.15)

Bảng 4.2

Tham số mạng 4 cực / Tham số bộ khuếch đại	Hỗn hợp *h*	Dẫn nạp *y*
1	2	3
Trở kháng vào $Z_v = \overline{U}_1/\overline{I}_1$	$h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{22} + \frac{1}{Z_t}}$ (4.2a)	$\frac{1 + y_{22}Z_t}{y_{11} + \Delta y Z_t}$ (4.11)

Bảng 4.2 (tiếp theo)

1	2		3	
Trở kháng ra $Z_r = \overline{U}_2/\overline{I}_2 \Big\vert_{U_n = I_n = 0}$	$\dfrac{h_{11} + Z_n}{\Delta h + h_{22}Z_n}$	(4.4a)	$\dfrac{1 + y_{11}Z_n}{y_{22} + \Delta y Z_t}$	(4.12)
Hệ số khuếch đại dòng điện $K_i = \overline{I}_2/\overline{I}_1$	$\dfrac{h_{21}}{1 + h_{22}Z_t}$	(4.5)	$\dfrac{y_{21}}{y_{11} + \Delta y.Z_t}$	(4.13)
Hệ số khuếch đại điện áp $K_u = \overline{U}_2/\overline{U}_1$	$\dfrac{-h_{21}Z_t}{h_{11} + \Delta h Z_t} = K_i \dfrac{Z_t}{Z_v}$	(4.6b)	$\dfrac{-y_{21}Z_t}{1 + y_{22}Z_t} = K_i \dfrac{Z_t}{Z_v}$	(4.14)
Hệ số khuếch đại công suất $K_p = \dfrac{P_r}{P_v} = K_u.K_i$	$\dfrac{h_{21}^2 Z_t}{(1 + h_{22}Z_t)(h_{11} + \Delta h.Z_t)}$	(4.7b)	$\dfrac{y_{21}^2 Z_t}{(1 + y_{22}Z_t)(y_{11} + \Delta y Z_t)}$	(4.15)

4.1.2. Phân tích theo sơ đồ tương đương π (sơ đồ tương đương vật lý)

Trong nhiều trường hợp dùng sơ đồ tương đương π để phân tích thì rất thuận lợi. Ở khu vực tần số cao dùng sơ đồ tương đương trên hình 1.10 và 1.11. đối với tranzistor lưỡng cực và 1.23 đối với *Fet*. Ở khu vực tần số thấp, dùng sơ đồ tương đương 1.12 cho tranzistor lưỡng cực và 1.22 cho *Fet*. Tính toán các tầng khuếch đại theo phương pháp này căn cứ vào vào các tham số cho trong sơ đồ tương đương và theo các biểu thức đã biết về dòng, áp và công suất.

4.1.3. Phần tử tích cực và nguồn tương đương (xem bảng 4.3)

Để phân tích và tính toán, người ta biểu diễn các phần tử tích cực bằng các sơ đồ có chứa nguồn tương đương. Có 4 loại nguồn : *nguồn áp điều khiển bởi điện áp hoặc bởi dòng điện và nguồn dòng điều khiển bởi điện áp hoặc bởi dòng điện*. Dùng nguồn nào *trong sơ đồ tương đương của phần tử tích cực là phụ thuộc vào tính chất của phần tử đó*, cụ thể là phụ thuộc vào *quan hệ giữa trở kháng vào của phần tử khuếch đại với trở kháng trong của nguồn tín hiệu và giữa trở kháng ra của phần tử khuếch đại với trở kháng tải.*

Trong phạm vi tần số thấp, *Fet* luôn luôn có trở kháng vào lớn hơn trở kháng trong của nguồn tín hiệu và trở kháng ra của nó thường lớn hơn trở kháng tải. Do đó có thể biểu diễn *Fet* bởi một nguồn dòng điều khiển bằng điện áp (xem bảng 4.3 và so sánh với sơ đồ tương đương 1.22). Tương tự, tranzistor lưỡng cực có trở kháng vào nhỏ và trở kháng ra lớn, nên nó tương đương với một nguồn dòng điều khiển bằng dòng điện. Bộ khuếch đại thuật toán có trở kháng vào lớn và trở kháng ra nhỏ, nên nó được biểu diễn bởi một nguồn áp điều khiển bằng điện áp

Bảng 4.3

Phần tử tích cực	Z_v	Z_r	Loại nguồn tương đương	Sơ đồ tương đương (nguồn lý tưởng)
Fet	lớn	lớn	nguồn dòng điều khiển bằng điện áp	
Tranzistor lưỡng cực	nhỏ	lớn	nguồn dòng điều khiển bằng dòng điện	
Bộ khuếch đại thuật toán	lớn	nhỏ	nguồn áp điều khiển bằng điện áp	

4.2. Sơ đồ emitơ chung

4.2.1. Chế độ tĩnh

Trong mục 3.2.1 đã nói đến chế độ tĩnh của một tranzistor. Ở đây, để vận dụng các kết quả đó, ta xác định điểm công tác tĩnh và các linh kiện của mạch cung cấp cho sơ đồ trên hình 4.2*a*.

Giả thiết biên độ điện áp ra yêu cầu $U_r = 2V$, dùng tranzistor có $B_N = 100$, $U_{CER} = 0{,}5$ (xem hình 3.2). Ngoài ra không có yêu cầu gì khác.

Bước 1 : tính lượng biến đổi điện áp ra trên colecto $\Delta U_c = 2U_r = 4V$. Điện áp tối thiểu trên colecto $U_{cmin} = U_E + U_{CER}$ (xem hình 3.2 và hình 4.3). Chọn $U_{cmin} = 2{,}5V$, do đó $U_{cc} \geqslant U_{cmin} + \Delta U_c = 6{,}5V$. Để dự trữ, chọn $U_{cc} = 8V$.

Bước 2 : chọn điện áp trên điện trở R_E để ổn định điểm làm việc, chọn $U_E = 2V$ (lớn)

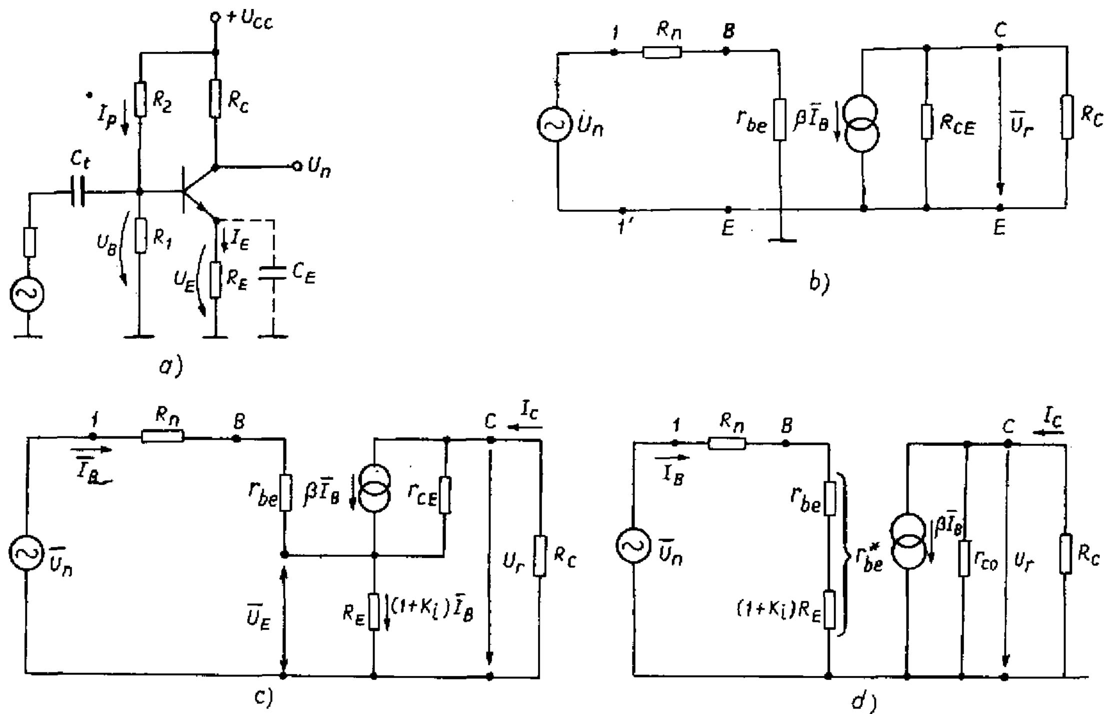
Bước 3 : chọn I_C, vì không có yêu cầu gì đặc biệt về dải tần, trở kháng vào, ..., nên có thể chọn I_c tương đối tùy ý. Thường chọn I_C trong phạm vi *mA*. Ta chọn I_c = 1 mA.

Bước 4 : tính $R_E = U_E/I_E \approx \dfrac{U_E}{I_C} = 2\ k\Omega$

Bước 5 : chọn $I_p = 10I_B \approx 10\ I_C/B_N = 100\ \mu A$

Bước 6 : tính $(R_1 + R_2) = U_{cc}/I_p = 80\ k\Omega$

Bước 7 : tính $R_1 = U_B/I_p = (U_E + U_{BE})/I_p = (2 + 0{,}7)/10^{-4} = 27\ k\Omega$ (đúng điện trở chuẩn)



Hình 4.2. Tầng khuếch đại emito chung .
a) sơ đồ ; b) và c) sơ đồ tương đương tín hiệu nhỏ của a) cho trường hợp $C_E = \infty$ và $C_E = 0$;
d) sơ đồ tương đương của c) khi $r_{ce} >> (R_E + R_c)$.

Bước 8 : tính $R_2 = (R_1 + R_2) - R_1 = 80 - 27 = 53$ kΩ. Chọn điện trở chuẩn $R_2 = 56$ kΩ.

Bước 9 : chọn điện áp tĩnh trên colecto. Vì không có yêu cầu gì đặc biệt, nên không cho trước R_C. Chọn U_{Co} sao cho nó nằm giữa dải động, nghĩa là :

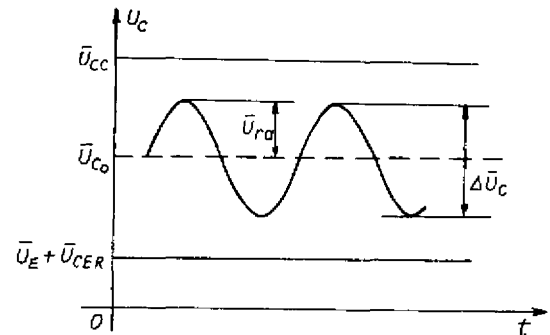
$$U_{Co} = U_{cc} - \frac{1}{2}[U_{cc} - U_E - U_{CER}] = 8 - \frac{1}{2}(8 - 2 - 0{,}5) = 5{,}25\text{V}.$$

Bước 10 : tính $R_c = (U_{cc} - U_{Co})/I_C = (8 - 5{,}25)/10^{-3} = 2{,}75$ kΩ, chọn điện trở chuẩn $R_C = 2{,}7$ kΩ.

Công suất tổn hao trong tranzistor :

$P_{th} = I_C U_{CE} = I_C(U_{Co} - U_E) = 10^{-3}$ $(5{,}25 - 2) = 5{,}25$ mW phải nhỏ hơn công suất tổn hao cho phép của tranzistor ở nhiệt độ vận hành.

Chú ý : nếu cần ổn định trước R_C để đảm bảo tần số giới hạn trên f_c thì cho trước $R_C = (1 \div 2)$ kΩ và khi tính toán nên ấn định R_C vào bước 3 sau đó mới xác định I_C.



Hình 4.3. Minh họa dạng điện áp ra trên colecto của sơ đồ hình 4.2*a* (C_E hở).

4.2.2. Sơ đồ emito chung đơn giản (không có hồi tiếp âm xoay chiều)

Sơ đồ emito chung đơn giản được biểu diễn trên hình 4.2 *a*, trong đó điện dung của tụ có trị số đủ lớn, sao cho hạ áp trên emito chỉ là hạ áp một chiều và mạch chỉ

có hồi tiếp âm dòng điện một chiều để ổn định điểm làm việc tĩnh. Sơ đồ tương đương được biểu diễn trên hình 4.2*b*. Từ sơ đồ tương đương ta tính các tham số cơ bản của mạch.

+ Hệ số khuếch đại điện áp toàn phần :

$$K_{utp} = \frac{U_r}{U_n} = K_u \cdot \frac{U_1}{U_n} = \frac{I_C R_C}{I_B r_{be}} \cdot \frac{r_{be}}{r_{be} + R_n}$$

$$= \frac{\beta(R_C // r_{cc})}{r_{be}} \cdot \frac{r_{be}}{r_{be} + R_n} = -\frac{\beta(R_c // r_{cc})}{r_{be}(1 + \frac{R_n}{r_{be}})} \quad (4.16a)$$

Biết $S = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} = \frac{\beta}{r_{be}}$, thay vào ta có :

$$K_{utp} = -\frac{S(R_C // r_{cc})}{(1 + \frac{R_n}{r_{be}})} \quad (4.16b)$$

Trường hợp $R_n << r_{be}$ và $R_C << r_{ce}$ thì K_{utp} đạt giá trị cực đại :

$$K_{utp} = K_u = -SR_C \quad (4.17)$$

Đồng thời theo (1.23) và (1.24) ta có :

$$r_{be} \approx \beta r_d = \beta(U_T/I_E) \approx \beta(U_T/I_C),$$

do đó biểu thức (4.17) có thể viết lại như sau :

$$K_{utp} \approx -\frac{I_C R_C}{U_T} \quad (4.18)$$

Vậy hệ số khuếch đại điện áp cực đại chỉ phụ thuộc hạ áp một chiều trên điện trở colecto. *Tuy nhiên không nên chọn $I_C R_C$ quá lớn làm cho tranzistor chuyển sang làm việc ở khu vực bão hòa và gây méo lớn.* Thường chọn tích $I_C R_C$ *lớn hơn một nửa điện áp cung cấp một chiều* U_{cc}. Khi điện trở trong R_n của nguồn tín hiệu lớn, phải tăng r_{be} bằng cách chọn tranzistor có hệ số khuếch đại β lớn và chọn điểm làm việc tĩnh sao cho dòng tĩnh I_E nhỏ.

+ Hệ số khuếch đại dòng điện

$$K_i = \frac{\overline{I}_C}{\overline{I}_B} = \frac{\beta \overline{I}_B (r_{ce} // R_c)}{R_c \overline{I}_B} = \beta \frac{1}{1 + R_C / r_{ce}} \quad (4.19)$$

+ Điện trở vào :

$$Z_v = Z_{11'} = R_n + r_{be} \quad (4.20)$$

+ Điện trở ra :

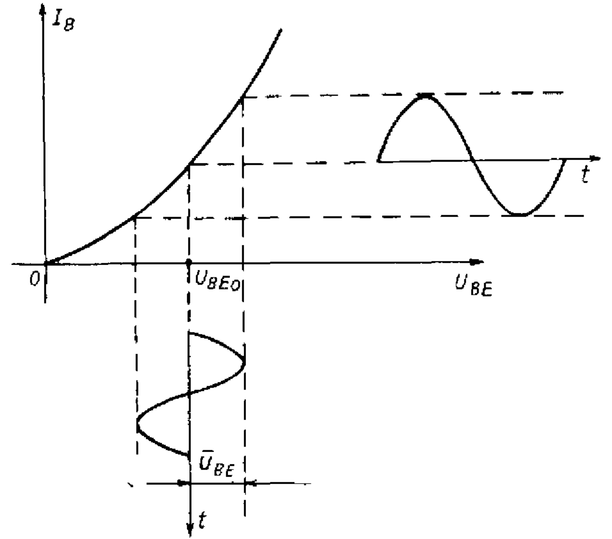
$$Z_r = Z_{CE} = r_{ce} // R_C \quad (4.21)$$

+ Méo phi tuyến :

Thông thường có thể coi quan hệ giữa dòng vào i_b và dòng ra i_c là tuyến tính. Vì vậy nguyên nhân gây méo chủ yếu là do quan hệ phi tuyến của đặc tuyến vào

$I_B = f(U_{BE})$.

Vì đang xét bộ khuếch đại trong phạm vi tần số thấp (tín hiệu biến thiên chậm), nếu *đặc tuyến vào tĩnh cũng có thể dùng để biểu diễn* quan hệ của dòng tín hiệu i_b và điện áp tín hiệu u_{be} (hình 4.4). Giả thiết điện áp vào hình sin :



Hình 4.4. Đặc tuyến vào.

$$u_{be} = U_{BEo} + \hat{U}_{BE}\sin\omega t$$

Biết phương trình của đặc tuyến vào :

$$i_b \approx I_o\exp\frac{u_{BE}}{u_T}\ , \tag{4.22}$$

với $I_o \approx I_{Ebh}\ (1 - A_N)$.

Thay u_{be} vào biểu thức (4.22), sẽ nhận được :

$$i_b = I_o\exp\frac{U_{BEo}}{U_T}\ .\ \exp(\frac{\hat{U}_{BE}}{U_T}\sin\omega t) \tag{4.23}$$

Đặt
$$I_{Bo} = I_o\ \exp\frac{U_{BEo}}{U_T}$$

Giả thiết chỉ lưu ý đến méo phi tuyến do hài bậc 2 gây ra. Áp dụng khai triển Taylor cho hàm e^x, lấy đến số hạng bậc 2, ta có :

$$I_b \approx I_{Bo}\ [1 + \frac{\hat{U}_{BE}}{U_T}\sin\omega t + \frac{\hat{U}_{BE}^2}{4U_T^2}(1 - \cos2\omega t)] \tag{4.24}$$

trong đó đặt

$u_1 = \frac{\hat{U}_{BE}}{U_T}\sin\omega t = \hat{U}_1\sin\omega t$ là thành phần cơ bản,

$u_2 = \frac{\hat{U}_{BE}^2}{4U_T^2}\cos2\omega t = \hat{U}_2\cos2\omega t$ là thành phần hài bậc 2.

Để tính méo phi tuyến dùng biểu thức (1.57). Vì hài bậc 2 lớn hơn tất cả các hài khác, nên có thể tính gần đúng như sau :

$$k \approx \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1}\ 100\% = \frac{\hat{U}_{BE}}{4U_T}\ 100\%. \tag{4.25}$$

Vậy hệ số méo phi tuyến k phụ thuộc vào biên độ điện áp vào $\hat{U}_{BE}$. Muốn $k \leq 1\%$ thì $\hat{U}_{BE} \leq 0{,}04\ U_T \approx 1{,}0$ mV. Như vậy ngay cả khi biên độ điện áp vào bé, vẫn có méo phi tuyến lớn. Để *giảm méo*, dùng sơ đồ có *hồi tiếp âm xoay chiều* (xem mục 4.2.3 và 4.2.4) hoặc dùng *mạch khuếch đại vi sai*.

Chú ý rằng ở tần số cao, biểu thức (4.18) và (4.19) không còn đúng nữa, vì ở phạm vi tần số cao, phải kể đến ảnh hưởng của *diện dung ra* C_{ce} của tranzistor. *Điện dung này làm giảm tần số giới hạn trên của mạch.*

Lúc này để tính toán hệ số khuếch đại điện áp và dòng điện cần lưu ý đến ảnh hưởng của C_{ce} và trong biểu thức (4.16*a*) và (4.19) thay R_c *bởi* $R_C//1/j\omega C_{ce}$) ; C_{ce} cùng với R_C tạo nên một mắt lọc thông thấp có tần số giới hạn:

$$f_{ge} = \frac{1}{2\pi R_C C_{ce}} \tag{4.26}$$

Ngoài ra trong biểu thức (4.16*a*) và (4.19) có *tham số* β phụ thuộc tần số (xem hình 1.15). Do đó dạng đặc tuyến tần số của K_{utp} và K_i ở phạm vi tần số cao còn phụ thuộc vào dạng của β. Lúc này tần số giới hạn trên f_t của sơ đồ được xác định theo (4.27):

$$\frac{1}{f_t} = \sqrt{\frac{1}{f_\beta^2} + \frac{1}{f_{ge}^2}} \tag{4.27}$$

trong đó f_β *là tần số giới hạn của hệ số khuếch đại dòng điện* β khi *mắc emito chung* và được xác định theo (1.38) ; f_{ge} được xác định theo (4.26).

Để đặc trưng cho độ khuếch đại ở tần số cao người ta dùng tích K_uB, trong đó B là độ rộng rải tần của bộ khuếch đại. Với bộ khuếch đại dải rộng, có thể coi $B \approx f_c$, do đó theo (4.16*a*) ta có

$$K_u \cdot B \approx \frac{\beta(R_c // \frac{1}{j\omega C_{ce}})}{r_{be}} \cdot f_t = \frac{SR_c}{1 + j\omega R_c C_{ce}} \cdot f_t \tag{4.28}$$

Vì f_t tỷ lệ với $1/C_{ce}$ và $1/C_{b'c}$ nên từ (4.28) suy ra K_uB tỷ lệ *với* S/C. Do đó để bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại lớn và dải tần rộng phải chọn phần tử tích cực có *hỗ dẫn S lớn và điện dung tạp tán C nhỏ.*

4.2.3. Sơ đồ emito chung có hồi tiếp âm dòng điện

Trong sơ đồ 4.2*a* nếu hở mạch C_E thì có hồi tiếp âm dòng điện xoay chiều qua R_E. Sơ đồ tương đương trong trường hợp này được biểu diễn trên hình 4.2*c*. Để tính toán các tham số cơ bản, biến đổi sơ đồ đó thành sơ đồ 4.2*d*. Trong đó để xác định điện trở r_{co}, áp dụng *phương pháp biến đổi mạng bốn cực thành mạng hai cực cho mạch ra trên hình 4.2c.* Dùng công thức :

$$r_{co} = -\frac{\overline{U}_{rh}}{\overline{I}_{cng}} \tag{4.29a}$$

Vì giả thiết $r_{ce} >> R_E$, nên $I_C \approx \beta I_B$ và $K_i \approx \beta$, do đó

$$\overline{I}_{Cng} = \beta \overline{I}_B = \beta \frac{\overline{U}_n}{R_n + r_{be}^*} \tag{4.30a}$$

$$\overline{U}_{rh} = \overline{I}_B R_E - \beta \overline{I}_B r_{ce} ;$$

$$\overline{U}_{rh} \approx -\beta r_{ce} \overline{I}_B = -\beta r_{ce} \frac{\overline{U}_n}{R_n + r_{be} + R_E} \tag{4.30b}$$

Thay (4.30*a*) và (4.30*b*) vào (4.29*a*) tính được :

$$r_{co} \approx r_{ce}\frac{[R_n + r_{be} + (1 + K_i)R_E]}{R_n + R_E + r_{be}}$$

hay
$$r_{co} \approx r_{ce}\left(1 + \frac{\beta R_E}{R_n + R_E + r_{be}}\right) \qquad (4.29b)$$

Ta nhận thấy sơ đồ tương đương 4.2*d* có dạng giống 4.2*b*. Vì vậy có thể sử dụng các biểu thức (4.16) ; (4.19), (4.20) và (4.21) cho sơ đồ 4.2*d*, trong đó thay r_{be} bởi r_{be}^* ; r_{ce} bởi r_{co} và lưu ý trong trường hợp này $S = y_{21e} = \beta/r_{be}^*$.

Nếu giả thiết $r_{ce} >> (R_E + R_c)$, tính được :

+ Hệ số khuếch đại điện áp toàn phần :

$$K_{utp} \approx \frac{-\beta(R_c//r_{co})}{R_n + r_{be} + (1+\beta)R_E} = \frac{-\beta(R_C//r_{co})}{(R_n + r_{be} + R_E)\left(1 + \dfrac{\beta R_E}{R_n + r_{be} + R_E}\right)} \qquad (4.31)$$

Vậy hồi tiếp âm nối tiếp qua R_E làm giảm hệ số khuếch đại *g* lần, với :

$$g = 1 + \frac{\beta R_E}{R_n + r_{be} + R_E}$$

Do hồi tiếp âm, nên hệ số khuếch đại điện áp giảm nhiều. Trường hợp mạch có hồi tiếp âm lớn, nghĩa là $(1 + \beta)\ R_E >> r_{be} + R_n$ và $\beta >> 1$, ta có :

$$K_{utp} \approx -\frac{R_c//r_{co}}{R_E} = -\frac{R_C}{R_E} \qquad (4.32)$$

+ Hệ số khuếch đại dòng điện :

$$K_i = \frac{\beta}{1 + (R_c/r_{co})} \qquad (4.33)$$

So với sơ đồ emito chung không có hồi tiếp, hệ số khuếch đại dòng điện K_i hầu như không đổi.

+ Trở kháng vào :

$$Z_v = R_n + r_{be} + (1 + \beta)\ R_E \qquad (4.34)$$

+ Trở kháng ra :

$$Z_r = r_{co} >> r_{ce} \qquad (4.25a)$$

+ Trở kháng ra trên emito : trường hợp lấy điện áp ra trên emito, trở kháng ra được tính như sau (xem hình 4.2*c*) :

$$Z_{rE} = \frac{\overline{U}_{Eh}}{\overline{I}_{Eng}} \approx \frac{R_n + r_{be}}{1 + \beta} \qquad (4.35b)$$

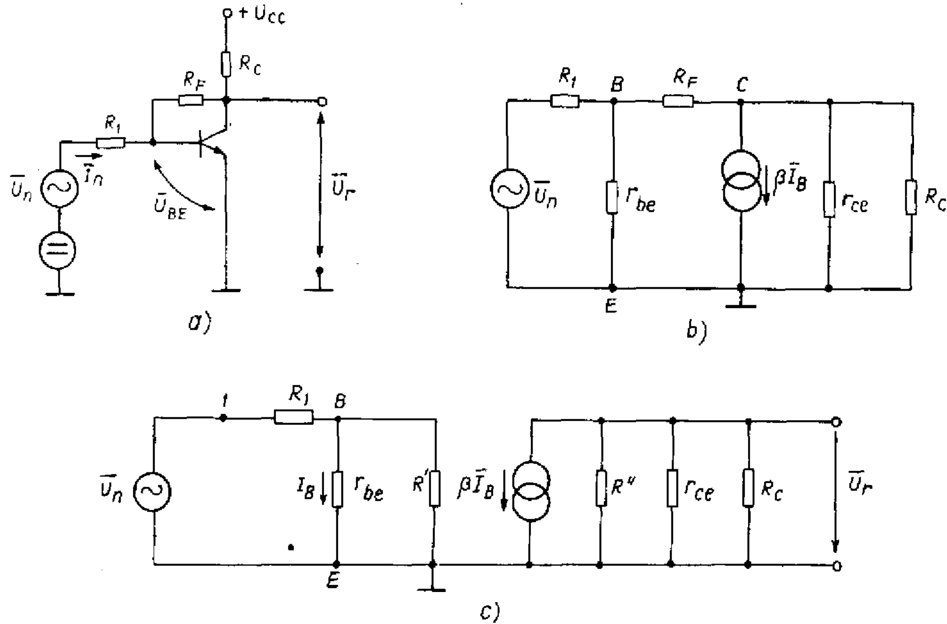
Trong mạch điện trên, nếu chọn $R_C = R_E$ thì có thể lấy ra hai điện áp có biên độ bằng nhau và ngược pha, vì $\overline{I}_C \approx \overline{I}_E$. Mạch điện như vậy thường dùng để kích thích cho tầng đẩy kéo (xem 6.4).

4.2.3. Sơ đồ emito chung có hồi tiếp âm điện áp

Trong tiết 3.2.4 đã xét mạch hồi tiếp âm song song điện áp (hình 3.8). Mạch điện đó cũng có hồi tiếp âm xoay chiều. Trong trường hợp này hồi tiếp âm làm giảm hệ số khuếch đại dòng điện, giảm điện trở vào và điện trở ra (xem 2.4.2 và 2.4.3). Ta dùng sơ đồ trên hình 4.5 để tính các tham số của mạch. Áp dụng định lý Miller để chuyển sơ đồ 4.5*b* thành sơ đồ 4.5*c*, ta có :

$$R' = R_F/(1 - K_u) \; ; \; R'' = R_F/(1 - 1/K_u) \approx R_F,$$

với
$$K_u = \frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_{BE}} .$$



Hình 4.5. Sơ đồ emito chung có hồi tiếp âm song song điện áp :
a) sơ đồ ; b) sơ đồ tương đương tần số thấp ; c) sơ đồ tương đương của b).

Căn cứ vào sơ đồ tương đương trên hình 4.5c, tính được :

+ Hệ số khuếch đại điện áp :

$$K_u = \frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_{BE}} = \frac{-\beta \overline{I}_B(R''//r_{ce}//R_C)}{\overline{I}_B r_{be}} = \frac{-\beta(R_C//R_F//r_{ce})}{r_{be}} \tag{4.36}$$

+ Hệ số khuếch đại dòng điện :

$$K_i = \frac{\overline{I}_C}{\overline{I}_B} = \frac{\beta(R''//r_{ce}//R_C)}{R_C} = \frac{\beta(R_F//R_C//r_{ce})}{R_C} = \beta \frac{1}{1 + R_C/r_{ce})(1 + \dfrac{R_C//r_{ce}}{R_F})} \tag{4.37}$$

+ Trở kháng vào :

$$Z_{v1} = Z_{10} = R_1 + [r_{be}//(\frac{R_F}{1 - K_u})] \approx R_1 \tag{4.38a}$$

$$Z_{v2} = Z_{Bo} = r_{be} // \frac{R_F}{1 - K_u} \tag{4.38b}$$

+ Trở kháng ra :

$$Z_r = \frac{U_{rh}}{I_{Cng}} = r_{ce}//R'' \approx r_{ce}//R_F \tag{4.39}$$

+ Hệ số khuếch đại điện áp toàn phần :

$$K_{utp} = K_u \frac{\overline{U}_{BE}}{\overline{U}_n} = K_u \frac{Z_{be}}{R_1 + Z_{be}} \tag{4.40}$$

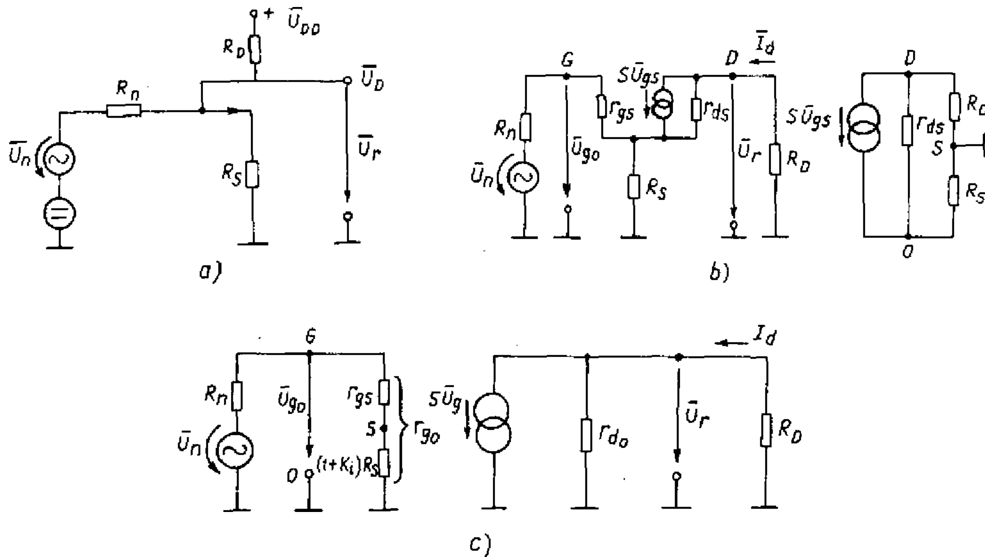
Thường $r_{be} >> \frac{R_F}{1 - K_u}$, do đó có thể viết lại

$$K_{utp} = K_u \frac{r_{be}//\frac{R_F}{1 - K_u}}{R_1 + R_F/(1 - K_u)} = K_u \frac{R_F}{R_F - K_u R_1} \tag{4.41}$$

Kết quả tính cho thấy trong mạch emito chung hồi tiếp âm điện áp, hồi tiếp làm giảm hệ số khuếch đại dòng điện, trở kháng vào và trở kháng ra. Hệ số khuếch đại điện áp hầu như không thay đổi.

4.3. Sơ đồ Source chung

Các sơ đồ dùng *Fet* cũng có tính chất giống như các sơ đồ dùng tranzistor lưỡng cực. Tuy nhiên các sơ đồ dùng *Fet* có hệ số khuếch đại nhỏ hơn, vì hỗ dẫn của *Fet* nhỏ hơn của tranzistor lưỡng cực. *Fet kênh n thường dùng trong phạm vi tần số rất cao*, vì độ linh động hạt dẫn của *Fet* kênh *n* lớn hơn của *Fet* kênh *p*.



Hình 4.6. Sơ đồ source chung có hồi tiếp âm dòng điện .
a) sơ đồ ; b) sơ đồ tương đương.

Sơ đồ source chung có hồi tiếp âm dòng điện được biểu diễn trên hình 4.6. Để chuyển sơ đồ 4.6b thành 4.6c tính r_{do} theo biểu thức (4.42)

$$r_{do} = \frac{\overline{U}_{rh}}{\overline{I}_{rng}} \tag{4.42}$$

Từ hình 4.6c suy ra

$$\overline{U}_{rh} = -S\overline{U}_{gs}\, r_{ds} \approx -S\overline{U}_{go} r_{ds} \tag{4.42a}$$

$$I_{rng} = \frac{SU_{gs}(r_{ds}//R_s)}{R_s} = \frac{Sr_{ds}}{R_s + r_{ds}}\overline{U}_{gs} \text{ ; trong đó } \overline{U}_{gs} = \overline{U}_{go} - S\overline{U}_{gs}\,(R_S//r_{ds}).$$

Thay $\overline{U}_{gs}$ vào ta có $I_{rng} = \dfrac{Sr_{ds}}{(R_s + r_{ds})}\dfrac{\overline{U}_{go}}{[1 + S(r_{ds}//R_s)]} = S^*\overline{U}_{go}$, (4.42b)

trong đó
$$S^* = \frac{Sr_{ds}}{(R_s + r_{ds})[1 + S(r_{ds}//R_s)]} \approx \frac{S}{1 + SR_s} \tag{4.42c}$$

với giả thiết $R_s << r_{ds}$.

Thay (4.42a)và (4.42b)vào (4.42) tính được :

$$r_{do} = (r_{ds} + R_s)\,[1 + S(R_s//r_{ds})]. \tag{4.42d}$$

Tính hệ số khuếch đại dòng điện K_i :

$$K_i = \frac{I_d}{I_g} \tag{4.43}$$

với giả thiết $r_{gs} >> R_s$, tính được :

$$\overline{I}_d = S\overline{U}_{gs}\frac{(R_s + R_D)//r_{ds}}{R_s + R_D} = S\overline{U}_{gs}\frac{r_{ds}}{R_s + R_D + r_{ds}}$$

$$\overline{I}_g = \frac{\overline{U}_{gs}}{r_{gs}}$$

Thay vào (4.43) sẽ nhận được hệ số khuếch đại dòng điện :

$$K_i = Sr_{gs}\frac{r_{ds}}{R_s + R_D + r_{ds}} >> 1 \tag{4.44}$$

Từ (4.44) suy ra

$$r_{go} = r_{gs} + (1 + K_i)\,R_s = r_{gs} + (1 + \frac{Sr_{gs}r_{ds}}{R_s + R_D + r_{ds}})\,R_s \tag{4.45}$$

Sau khi đã tính được r_{do} và r_{go}, xác định hệ số khuếch đại điện áp theo sơ đồ 4.6c. Giả thiết $R_n << r_{gs}$:

$$K_{utp} = \frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_n} = \frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_{go}} = -S^*\,(r_{do}//R_D) \tag{4.46}$$

Thay S^* trong (4.42c)vào (4.46) và giả thiết $R_n << r_{gs}$; $r_{ds} >> R_s$, ta có

$$K_{utp} \approx \frac{-S(R_D // r_{do})}{1 + SR_s} \tag{4.47}$$

Theo biểu thức (1.46) và (1.52) xác định được :

$$S = g_m = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \mid U_{DS} = const = \frac{2}{\mid U_p \mid} \sqrt{I_D I_{DSS}}$$

Thay S vào (4.47) sẽ nhận được

$$K_{utp} = \frac{-2\sqrt{I_D I_{DSS}}\ (R_D // r_{do})}{U_p + 2\sqrt{I_D I_{DSS}}\ R_S} \tag{4.46}$$

Với mạch không có hồi tiếp âm (R_s = 0) và giả thiết $R_D << r_{do}$ (thường gặp trong thực tế) thì hệ số khuếch đại điện áp được xác định theo biểu thức (4.49)

$$K_{utp} = - S(R_D\ //\ r_{ds}) \approx \frac{-2I_D R_D}{U_p} \sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_D}} \tag{4.49}$$

Theo (4.49), muốn có hệ số khuếch đại lớn phải tăng hạ áp một chiều $I_D R_D$, giảm $|U_p|$ và tăng tỷ số I_{DSS}/I_D (dòng tĩnh I_D phải nhỏ).

Để tính méo phi tuyến, đặt vào cực cửa một điện áp hình sin sao cho

$$u_{gs} = U_{GSo} + \hat{U}\sin\omega t$$

Thay vào (1.46) và khai triển chuỗi ta nhận được :

- Thành phần cơ bản :

$$u_1 = 2\hat{U}.| U_{GSo} - U_p \ | \sin \omega t = \hat{U}_1 \sin\omega t$$

- Thành phần bậc 2 :

$$u_2 = \frac{\hat{U}^2}{2}\cos 2\omega t = \hat{U}_2 \cos 2\omega t.$$

Méo phi tuyến :

$$k = \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} = \frac{\hat{U}}{4\,| U_{GSo} - U_p |} 100\% \tag{4.50}$$

Cũng giống như trong bộ khuếch đại emito chung, méo phi tuyến phụ thuộc biên độ tín hiệu vào. Giả thiết U_p = -4V ; U_{GSo} = -2V và yêu cầu méo phi tuyến k = 1% ; từ (4.50) tính được biên độ điện áp vào $\hat{U}$ = 80mV. Vậy với cùng một lượng méo phi tuyến cho phép như nhau (1%) thì *Fet* cho phép điện áp vào lớn hơn tranzistor lưỡng cực (xem biểu thức 4.25). Vì vậy *Fet* hay được dùng trong các tầng vào của các thiết bị vô tuyến điện (máy thu UKV, truyền hình, ...)

Cũng giống như trong mạch emito chung, nếu chọn $R_D = R_S$ thì có thể lấy ra trên cực máng và cực nguồn hai điện áp có biên độ bằng nhau và ngược pha để kích thích cho tải đối xứng.

4.4. Sơ đồ lặp emito

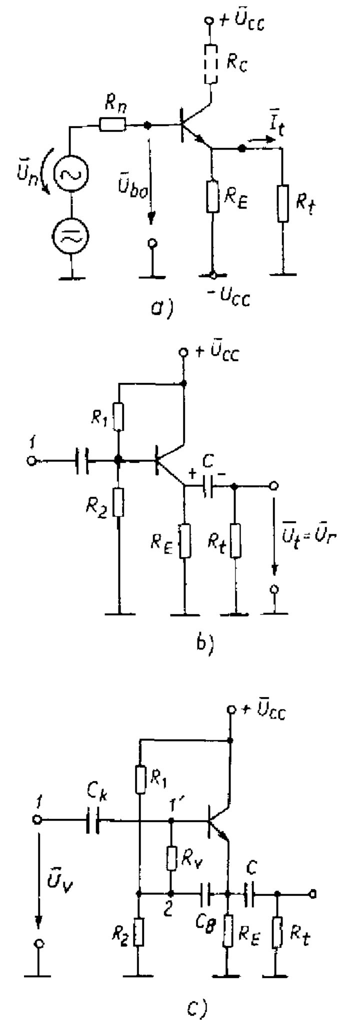
Sơ đồ lặp emito (hình 4.7) có hệ số khuếch đại điện áp $K_u = 1$. Nó thường được dùng làm mạch biến đổi trở kháng để phối hợp với nguồn tín hiệu và tải, vì sơ đồ này có trở kháng vào lớn (khoảng 0,1 đến vài MΩ) và trở kháng ra nhỏ (nhỏ hơn 100Ω). Ngoài ra sơ đồ lặp emito còn hay được dùng trong các tầng ra, vì nó có dải động lớn và méo phi tuyến nhỏ.

Sơ đồ lặp emito thực chất là sơ đồ emito chung có hồi tiếp âm dòng điện toàn phần. Hồi tiếp âm làm cho $|\overline{U}_{be}| < |\overline{U}_{bo}|$, *do đó làm tăng dải động của mạch.* Điểm khác nhau cơ bản của sơ đồ lặp emito so với sơ đồ emito chung là *điện áp vào không đặt trực tiếp giữa emito và bazo mà đặt giữa bazo và đất*

Do đó $\overline{U}_{be} = \overline{U}_n - \overline{U}_t$ $(R_n \to 0)$. Dòng colecto sẽ tự điều chỉnh sao cho $\overline{U}_n \approx \overline{U}_t$. Như vậy dù điện áp vào lớn (vài von), điện áp điều khiển $|\overline{U}_{be}|$ cũng chỉ vài milivon mà thôi.

4.4.1. Chế độ tĩnh và dải động

Điểm làm việc của sơ đồ được chọn theo biên độ và cực tính của tín hiệu vào. Nếu tín hiệu vào có một cực tính thì chỉ cần một nguồn điện áp cung cấp và dòng tĩnh I_C khá nhỏ (< 100 μA). Nếu tín hiệu vào lớn và hai cực tính thì điểm làm việc tĩnh phải chọn sao cho U_{Eo} nằm giữa dải động (hình 4.8), lúc này có thể phải dùng bộ nguồn cung cấp đối xứng (hình 4.7a).



Hình 4.7. Mạch lặp emito .
a) ghép điện áp một chiều ;
b) ghép điện áp xoay chiều ;
c) có hiệu ứng Bootstrap.

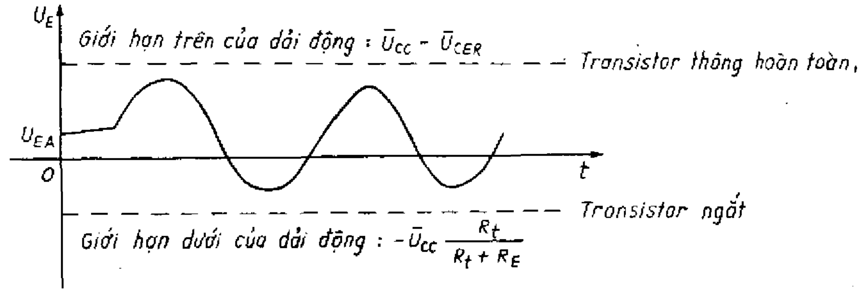
Với sơ đồ lặp emito ghép xoay chiều trên hình 4.7b, ta thấy khi chưa có tín hiệu vào, hạ áp một chiều trên R_E là $U_{Eo} = I_E R_E$. Vì không có hạ áp một chiều trên R_t, nên C được nạp đến giá trị U_{Eo}. C phải chọn đủ lớn sao cho hạ áp trên nó không đổi kể cả khi có tín hiệu vào, nghĩa là $1/\omega C << R_t$. Giới hạn trên của dải động của sơ đồ này giống như của sơ đồ 4.7a, còn giới hạn dưới ứng với lúc tranzistor ngắt. Lúc này dòng qua R_E là dòng phóng của tụ C : $I_f = U_{Eo}/(R_E + R_t)$, do đó hạ áp trên emito $U_{RE} = U_{Eo}R_E/(R_E + R_t)$. Từ đó suy ra giới hạn dưới của dải động :

$$U_{tmin} = U_{Eo}\frac{R_E}{R_E + R_t} - U_c = -U_{Eo}\frac{R_t}{R_E + R_t} = -I_E(R_t \,//\, R_E).$$

Do điện áp nạp trên tụ C, nên điện áp ra có thể lấy các giá trị âm, dù cho mạch chỉ dùng một nguồn cung cấp dương. I_E chọn theo yêu cầu đối với mức âm của dải động. Nếu yêu cầu dải động đối xứng, thì tham số của mạch phải thỏa mãn điều kiện (4.51):

$$I_E(R_E \ // \ R_t) \approx U_{cc} - I_E R_E \ . \qquad (4.51)$$

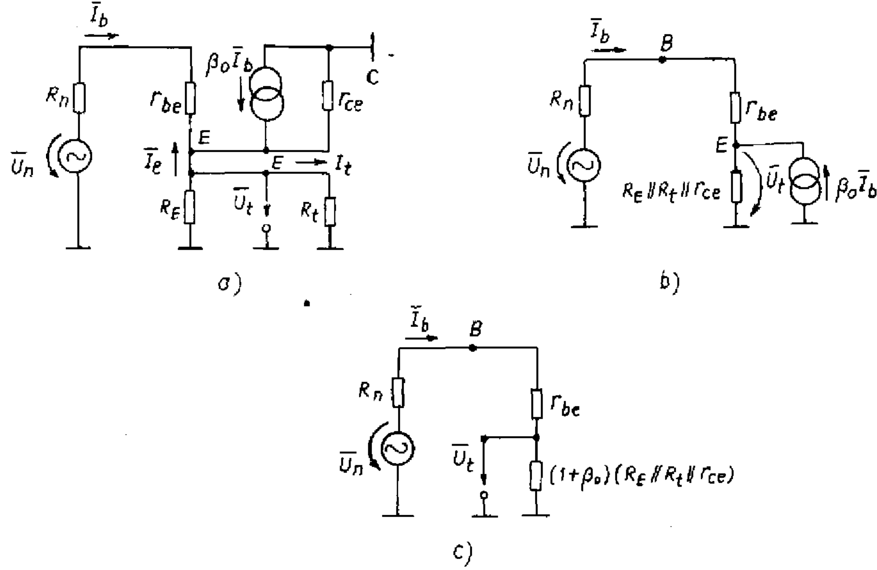
Giả thiết $R_E = R_t$, do đó $U_{Eo} = I_E R_E \approx 2/3U_{cc}$ và biên độ điện áp ra $\widehat{U} \approx U_{cc/3}$.



Hình 4.8. Dải động của mạch lặp emito hình 4.7a.

4.4.2. Tính toán tham số của sơ đồ.

Để phân tích đặc tính của sơ đồ trong phạm vi tần số thấp, ta dùng sơ đồ tương đương hình 4.9. Trong đó, sơ đồ 4.9a là sơ đồ tương đương của 4.7a. Để tính toán được đơn giản, ta chuyển sơ đồ 4.9a thành 4.9b.



Hình 4.9 a) và b) sơ đồ tương đương của mạch lặp emito ;
c) sơ đồ tương đương mạch vào.

Căn cứ vào sơ đồ trên hình 4.9c ta viết được :

$$Z_v = r_{be} + (1 + \beta)(R_E \ // \ R_t \ // \ r_{ce}) \approx \beta(r_d + R'_E) \qquad (4.52)$$

$$R'_E = R_E \ // \ R_t \ // \ r_{ce}.$$

Vậy điện trở giữa emito và đất R'_E khi chuyển sang mạch vào thì tăng lên $(1 + \beta)$ lần và tăng khi β tăng.

Nếu mắc thêm bộ phân áp R_1, R_2 để định thiên cho bazo như trên hình 4.7b thì trở kháng vào của mạch giảm.

Căn cứ vào sơ đồ tương đương 4.9c tính hệ số khuếch đại điện áp :

$$K_{utp} = \frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_n} = \frac{1}{1 + \frac{R_n + r_{be}}{(1+\beta)R'_E}} \approx 1 \quad (4.53)$$

Điện áp ra khi hở mạch tải :

$$\overline{U}_{rh} = K_{utp}\,\overline{U}_n \Big|_{Rt \Rightarrow \infty} = \frac{\overline{U}_n}{1 + \frac{R_n + r_{be}}{(1+\beta)(r_{ce}//R_E)}} \quad (4.54)$$

Dòng điện ra khi ngắn mạch tải :

$$\overline{I}_{rng} = \frac{\overline{U}_n}{R_n + r_{be}} + \beta\overline{I}_b = (1+\beta)\frac{\overline{U}_n}{R_n + r_{be}} \quad (4.55)$$

Vậy trở kháng ra :

$$Z_r = \frac{\overline{U}_{rh}}{\overline{I}_{rng}} = \frac{(R_n + r_{be})}{1+\beta} \;//\; R_E \;//\; r_{ce} \quad (4.56)$$

Mạch có hệ số khuếch đại dòng điện β càng lớn và R_n càng nhỏ thì điện trở ra càng nhỏ.

Để tính hệ số khuếch đại dòng điện K_i, viết phương trình dòng điện nút đối với nút E của sơ đồ 4.9 a, ta có :

$$\overline{I}_b + \overline{I}_e + \beta\overline{I}_b - \overline{U}_t/r_{ce} = 0 \;,$$

trong đó $\overline{U}_t = \overline{I}_t R_t$ và $-\overline{I}_e = \overline{I}_t + (\overline{U}_t/R_E) = \overline{I}_t(1 + R_t/R_E)$

Từ đó suy ra

$$K_i = \frac{\overline{I}_t}{\overline{I}_b} = \frac{1+\beta}{1 + R_t/R_E + R_t/r_{ce}} \approx 1 + \beta \quad (4.57)$$

với giả thiết $(R_E \;//\; r_{ce}) >> R_t$.

Trong sơ đồ hình 4.7b trở kháng vào được xác định theo biểu thức (4.58) :

$$Z'_v = R_1 \;//\; R_2 \;//\; Z_v \quad (4.58)$$

trong đó Z_v xác định theo biểu thức (4.52)

Để ổn định điện áp cung cấp cho bazo, thường chọn dòng qua R_1, R_2 : $I_p >> I_{bo}$ (xem biểu thức 3.5 và 3.6), do đó các điện trở R_1, R_2 *không được chọn quá lớn*, điều đó làm *giảm trở kháng vào* Z'_v của mạch. Để khắc phục tình trạng này, người ta định thiên cho *mạch theo nguyên tắc Bootstrap như trong sơ đồ 4.9c*. Trong sơ đồ đó, điện áp $\overline{U}_v = \overline{U}_t$ được ghép về đầu vào thông qua tụ C_B có trị số rất lớn. Do đó hạ áp trên R_v không còn là $\overline{U}_v$ nữa, mà là $\overline{U}_v - \overline{U}_r = \overline{U}_v(1 - K_u)$. *Như vậy dòng tín hiệu qua* R_v cũng giảm $(1 - K_u)$ lần so với trường hợp R_v nối đất về xoay chiều. Điều này tương đương như điện trở R_v tăng lên $1/(1 - K_u)$ lần. Nếu điện áp $U_{1'2} = 0$ thì dòng qua R_v bằng không, tương đương với $R_v = \infty$ nghĩa là R_v không ảnh hưởng đến trở kháng vào của mạch. Trong mạch điện này, điện trở vào giữa các điểm 1, 0 là

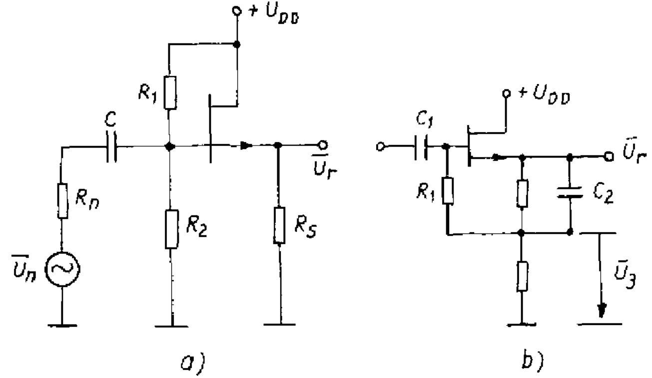
$$Z'_v \big|_{10} = \frac{R_v}{1 - K_u} // Z_v$$

với $K_u < 1$.

Bằng cách đó có thể tăng trở kháng vào của mạch lên tới vài MΩ.

4.5. Sơ đồ lặp source (sơ đồ drain chung)

Sơ đồ lặp Soure giống sơ đồ lặp emito, nhưng trở kháng vào của nó lớn hơn (cỡ 10^7 đến $10^{12}\Omega$). Sơ đồ lặp Source được biểu diễn trên hình 4.10a và 4.10b.



Hình 4.10. Mạch lặp source . a) mạch thông dụng ; b) mạch có trở kháng vào lớn.

Sơ đồ 4.10b là sơ đồ định thiên theo nguyên tắc Bootstrap. Nó cho phép giảm ảnh hưởng của các điện trở R_1, R_2 đến trở kháng vào. Tụ C_2 làm nhiệm vụ ghép điện áp ra trở về đầu vào, do đó hạ áp trên R_1 là

$$\overline{U}_v - \overline{U}_r = \overline{U}_v(1 - K_u^*),$$

trong đó
$$K_u^* = \frac{\overline{U}_3}{\overline{U}_v} = K_u = \frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_v}$$

Do đó dòng qua R_1 giảm và trở kháng vào tăng $1/(1-K_u^*)$ lần.

Các biểu thức về hệ số khuếch đại điện áp, trở kháng vào và trở kháng ra có thể suy ra từ các biểu thức tương ứng của sơ đồ lặp emito trong mục 4.4.

Ta có hệ số khuếch đại điện áp toàn phần

$$K_{utp} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_n + r_{gs}}{(1+\beta)R_s}} \approx 1 \tag{4.59}$$

Thông thường $R_n << r_{gs}$ và $\beta >> 1$, do đó (4.59) có thể viết lại đơn giản hơn :

$$K_{utp} \approx K_u \frac{1}{1 + \dfrac{1}{SR_s}} \tag{4.60}$$

Trở kháng vào của mạch :

$$Z_v = r_{gs} + (1 + \beta)R_s \approx r_{gs}[1 + SR_s] \tag{4.61}$$

Trở kháng ra của mạch :

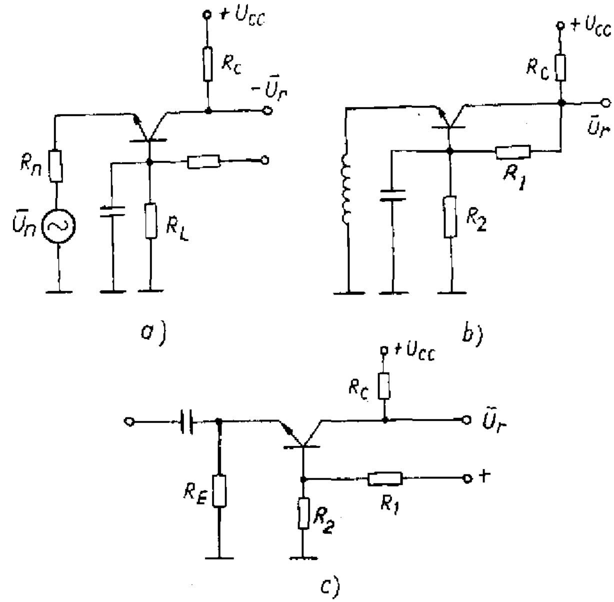
$$Z_r = \frac{r_{gs}}{1+\beta} \,//\, R_S \approx \frac{1}{S} \,//\, R_s \tag{4.62}$$

Theo (4.62), vì Fet có độ dốc S nhỏ, nên trở kháng ra của mạch lặp Source lớn hơn của mạch lặp emito.

4.6. Sơ đồ bazo chung

Cũng giống sơ đồ emito chung, trong sơ đồ bazo chung để có chế độ tĩnh mong muốn, có thể đưa vào emito dòng một chiều thích hợp nhờ nguồn dòng hoặc dùng hồi tiếp âm điện áp một chiều (hình 4.11b) hoặc mắc nối tiếp với emito một điện trở để tạo hồi tiếp âm dòng điện một chiều (hình 4.11a và 4.11c).

Giống như trong sơ đồ emito chung, điện áp tín hiệu vào cũng được đặt giữa bazo và emito, nhưng với cực tính âm. Điện áp ra lấy trên colecto. Do đó từ (4.16) ; (4.17) và (4.18) có thể suy ra biểu thức tính hệ số khuếch đại điện áp cho sơ đồ bazo chung như sau :



Hình 4.11. Mạch bazo chung .
a)sơ đồ thông dụng ; b) sơ đồ dùng hồi tiếp âm điện áp một chiều để ổn định điểm làm việc ; c) sơ đồ dùng hồi tiếp âm dòng điện một chiều để ổn định điểm làm việc.

$$K_{utp} = \frac{S(R_c//r_{ce})}{1 + \dfrac{R_n}{r_{be}}} \qquad (4.63)$$

Khi $R_n << r_{be}$ và $R_c << r_{ce}$ ta có

$$\dot{K}_{utp} \approx K_u = SR_C = I_C R_C / U_T \qquad (4.64)$$

Hệ số khuếch đại dòng điện

$$K_i = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = \frac{\beta}{1+\beta} \approx 1 \qquad (4.65)$$

Trở kháng vào của sơ đồ bazo chung nhỏ hơn nhiều so với trở kháng vào của sơ đồ emito chung, vì dòng vào còn phải kể đến cả dòng colecto

$$Z_v = \frac{\overline{U}_v}{\overline{I}_E} \approx \frac{\overline{U}_v}{\overline{I}_c} = \frac{R_C r_{be}}{\beta}\left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{ce}}\right) = \frac{r_{be}}{\beta}\,\frac{R_C}{R_C // r_{ce}} \approx \frac{r_{be}}{\beta} = \frac{U_T}{I_C} \qquad (4.66)$$

Trở kháng ra của sơ đồ bazo cũng được xác định giống như của sơ đồ emito chung

$$Z_r = R_C // r_{ce} \qquad (4.67)$$

Ở phạm *vi tần số cao, đặc* tính tần số của sơ *đồ bazo chung giống của sơ đồ emito chung*, vì hệ số khuếch đại điện áp của chúng giống nhau. Điểm khác biệt giữa hai sơ đồ là điện dung vào của chúng. Với sơ đồ emito chung, điện dung vào của nó là tổng điện dung C_{be} và điện dung ghép giữa mạch ra và mạch vào (C_{cb}) phản ảnh về mạch vào C'_{cb}, C'_{cb} được xác định theo định lý Miller (xem mục 4.2.3) theo biểu thức (4.68).

$$C'_{cb} = K_u . C_{cb} \qquad (4.68)$$

Nó có trị số khoảng từ 10 đến 100 pF.

Với sơ đồ bazo chung, điện dung vào chỉ là điện dung bazo – emito, có trị số khoảng vài pF. Điện dung này cùng với điện trở trong của nguồn tín hiệu tạo thành một khâu lọc thông thấp với tần số giới hạn trên lớn hơn tần số giới hạn trên của sơ đồ emito chung khá nhiều. *Do đó sơ đồ bazo thường được dùng cho trường hợp làm việc với tần số cao.*

4.7. Tổng quan về ba loại sơ đồ cơ bản dùng tranzistor lưỡng cực và tranzistor trường

Sau khi đã nghiên cứu 3 loại sơ đồ cơ bản dùng tranzistor lưỡng cực và tranzistor trường, để có thể đánh giá một cách khái quát các sơ đồ đó, ta dẫn ra bảng 4.4 để tóm tắt một cách định tính các tính chất của chúng.

Bảng 4.4.

Sơ đồ / Tham số	Emito chung	Colecto chung	Bazo chung	Source chung	Drain chung	Gate chung
K_u	L	B	L	TB	B	TB
K_i	L	L	B	RL	RL	B
Z_v	TB	L	B	RL	RL	B
Z_r	TB ⇒ L	B	L	TB ⇒ L	B	L
φ	π	O	O	π	O	O

L : lớn ; *B* : bé ; *TB* : trung bình ; RL : rất lớn

φ : góc lệch pha giữa điện áp ra và điện áp vào

Các tính chất đó có thể tóm tắt như sau :

+ Vì hỗ dẫn g_m của *Fet* nhỏ, nên hệ số khuếch đại điện áp của nó nhỏ và cũng vì vậy mà trở kháng ra của mạch lặp source lớn hơn của mạch lặp emito.

+ Các mạch khuếch đại dùng *Fet* có ưu điểm cơ bản là trở kháng vào lớn (trừ mạch Gate chung).

+ Mạch emito chung cho hệ số khuếch đại công suất lớn nhất (vì K_i, K_u đều lớn), vì vậy nó hay được dùng hơn cả. Trở kháng vào và trở kháng ra của mạch có giá trị trung bình, vì vậy mạch emito chung tiện lợi đối với việc ghép với tải và nguồn tín hiệu. Điện trở tải yêu cầu của nó khoảng vài $K\Omega$. Trong khi đó, với các tầng khuếch đại dùng *Fet*, muốn có hệ số khuếch đại điện áp lớn, phải có điện trở tải lớn hơn nhiều làm cho tần số giới hạn trên của bộ khuếch đại giảm (xem biểu thức 1.56).

+ Mạch lặp emito và mạch lặp source thường được dùng để phối hợp trở kháng với tải nhỏ và nguồn tín hiệu có trở kháng trong lớn.

+ Mạch bazo chung và emito chung có hồi tiếp âm dòng điện qua điện trở R_E thường được dùng làm nguồn dòng, còn mạch lặp emito được dùng làm nguồn áp.

Trong phạm vi tần số cao, ta lưu ý đến các đặc điểm sau đây của các sơ đồ đã xét :

+ Các mạch được điều khiển bằng điện áp (R_n nhỏ) có tần số giới hạn trên cao hơn mạch điều khiển bằng dòng điện.

+ Mạch emito chung và source chung có tần số giới hạn trên khá thấp, do ảnh hưởng của điện dung Miller. Để tăng tần số giới hạn của các mạch này lên bằng tần số giới hạn của mạch bazo chung (Gate chung) phải hy sinh hệ số khuếch đại của nó.

+ Ở tần cao, mạch bazo chung có nhiều ưu điểm so với mạch emito chung và colecto chung.

4.8. Sơ đồ Darlington

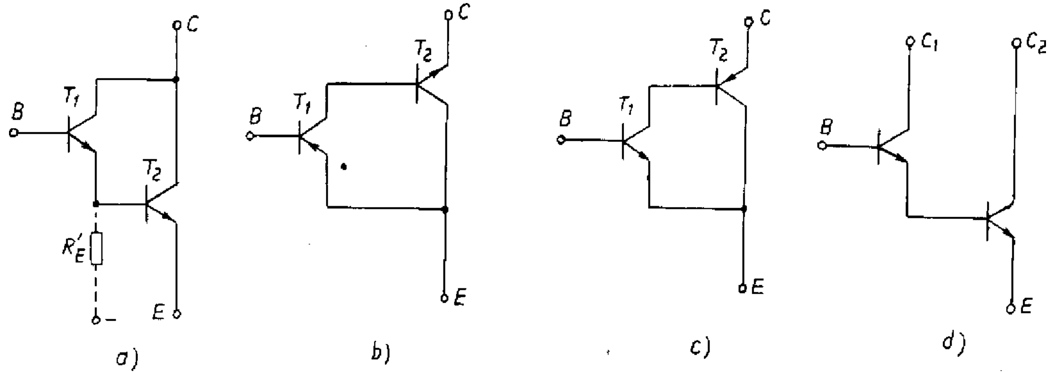
Trong nhiều trường hợp, đặc biệt trong *mạch lặp emito, hệ số khuếch đại dòng điện không đủ lớn hoặc* khi yêu cầu *tăng trở kháng vào của mạch*, có thể tổ hợp một số tranzistor thành sơ đồ Darlington để thỏa mãn các yêu cầu đó. Có nhiều cách mắc hai hoặc một số tranzistor thành sơ đồ Darlington. Trên hình 4.12 là một số cách mắc cơ bản.

4.8.1. Chế độ tĩnh

Tìm quan hệ giữa dòng điện ra I_c và dòng điện vào $I_B = I_{B1}$ theo sơ đồ 4.18a. Giả thiết $R'_E = \infty$, ta có :

$$I_{C1} = B_{N1}I_{B1} + I_{CEo1} \text{ và } I_{C2} = B_{N2}I_{E1} + I_{CEo2} \tag{4.69}$$

$$I_C = I_{C1} + I_{C2} = B_{N1}I_{B1} + I_{CEo1} + B_{N2}I_{E1} + I_{CEo2}$$



Hình 4.12. Mạch Darlington .
a) mạch chuẩn ; b) và c) mạch Darlinton – bù; d) giống mạch a)

Từ biểu thức (1.9) và (1.14) rút ra được quan hệ :

$$I_{E1} = \frac{(I_{B1} + I_{CBo1})}{1 - AN} = (I_{B1} + I_{CBo1})\ (1 + B_{N1}) \tag{4.70}$$

Thay (4.70) vào (4.69) nhận được

$$I_C = B_{N1}I_{B1} + I_{CEo1} + I_{CEo2} + B_{N2}\frac{(I_{B1} + I_{CBo1})}{1 - A_{N1}}$$

Biết $1 - A_{N1} = \dfrac{1}{1 + B_{N1}}$ và giả thiết B_{N1}, $B_{N2} >> 1$ ta có biểu thức gần đúng :

$$I_C \approx B_{N1}B_{N2}(I_{B1} + I_{CBo1}) + I_{CEo2} + I_{CEo1} \tag{4.71}$$

Từ biểu thức (4.71) và sơ đồ 4.12 *a* suy ra :

– Sơ đồ Darlington có dòng điện dư lớn hơn sơ đồ dùng một tranzistor, vì dòng điện dư của T_1 được T_2 khuếch đại. Nếu mắc ba tranzistor thành sơ đồ Darlington thì dòng dư lại được T_3 tiếp tục khuếch đại lên. Vì thế trong thực tế rất ít khi dùng sơ đồ có ba tranzistor trở lên.

– Vì các điot bazo – emito của hai tranzistor nối tiếp, nên điện áp một chiều bazo – emito của sơ đồ Darlington cũng như mức trôi của điện áp này lớn gấp đôi so với trường hợp dùng một tranzistor.

– Để có hỗ dẫn lớn, thường chọn $I_{B1} > I_{B2}$. Điều này đạt được bằng cách đưa vào emito T_1 một nguồn dòng hoặc mắc thêm R'_E như trên hình 4.12a. R'_E phải có trị số lớn hơn r_{be2} nhiều, sao cho toàn bộ dòng tín hiệu I_{e1} đi vào bazo của T_2.

4.8.2. Đặc tính của mạch trong phạm vi tần số thấp

Để xét các đặc tính của mạch dùng sơ đồ tương đương hình 4.13. Từ hình 4.13a, giả thiết $r_{ce2} = \infty$, tính được dòng điện ra khi ngắn mạch tải

$$\overline{I}_{cng} = \beta_1\overline{I}_b - \beta_2\overline{I}_{e1}$$

Vì $I_{e1} = -(1 + \beta_1)\overline{I}_b$, nên $I_{cng} = \beta_1\overline{I}_b + \beta_2(1 + \beta_1)\overline{I}_b \approx \beta_1\beta_2\overline{I}_b$

Vậy hệ số khuếch đại dòng điện của sơ đồ Darlington

$$\beta \approx \beta_1\beta_2 = h_{21e} \tag{4.72}$$

Cũng từ hình (4.13a) tính được điện trở vào của mạch.

Điện áp hạ trên bazo – emito :

$$\overline{U}_{be} = \overline{I}_{b1}r_{be1} + \overline{I}_{b1}(1 + \beta_1)r_{be2}$$

Do đó điện trở vào của mạch

$$r_{be} = \frac{\overline{U}_{be}}{\overline{I}_{b1}} = r_{be1} + (1 + \beta_1)r_{be2} \tag{4.73}$$

hay

$$h_{11e} = r_{be1} + (1 + \beta_1)r_{be2} \tag{4.74}$$

Nếu bỏ qua $r_{bb'}$ thì r_{be} có biểu thức :

$$r_{be1} \approx \beta_1(U_T/I_{E1})$$

$$r_{be2} \approx \beta_2(U_T/I_{E2}) \approx (\beta_2/\beta_1)(U_T/I_{E1}) = r_{be1}/\beta$$

Khi $\beta_1 = \beta_2$ thì biểu thức (4.74) có thể viết lại đơn giản hơn :

$$h_{11e} = 2r_{be1}, \tag{4.75}$$

Điện trở ra của sơ đồ được xác định bởi tỉ số điện áp ra khi hở mạch tải và dòng điện ra khi ngắn mạch tải:

$$r_{ce} = \frac{\overline{U}_{rh}}{\overline{I}_{cng}} \approx r_{ce2} = 1/h_{22e} \tag{4.76}$$

Trường hợp $\beta_1 = \beta_2$, ta có hỗ dẫn của sơ đồ Darlington

$$S = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \approx \frac{\beta_1\beta_2}{2r_{be1}} = \frac{\beta_1\beta_2}{2\beta_1 r_{be2}} = \frac{S_2}{2} \tag{4.77}$$

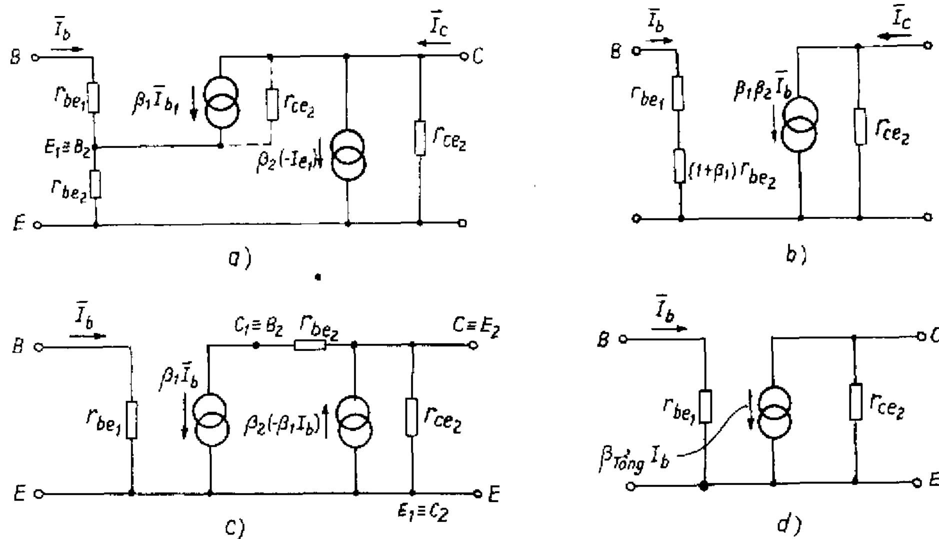
Vậy hỗ dẫn của sơ đồ Darlington nhỏ hơn hỗ dẫn của một tranzistor đơn, do đó mạch khuếch đại emito chung dùng sơ đồ Darlington có hệ số khuếch đại điện áp nhỏ hơn khi dùng tranzistor đơn (với cùng một điểm tĩnh), vì trong trường hợp này K_u tỉ lệ với S (biểu thức 4.16).

Trên hình 4.13c, $\bar{I}_{c1} << \bar{I}_{c2}$, nên không nhất thiết phải nối colecto T_1 và T_2 với nhau. Như vậy có thể nối C_1 và C_2 với hai nguồn điện áp cung cấp một chiều khác nhau như trên hình 4.14.

Trong các tầng khuếch đại công suất, thường phải dùng tranzistor công suất lớn, loại *npn* hoặc *pnp*. Có thể dùng mạch Darlington để thực hiện các loại tranzistor công suất như vậy. Đó là mạch Darlington bù. Sơ đồ trên hình 4.12b là sơ đồ Darlington bù, tương đương với một tranzistor *pnp* và 4.12c tương đương với một tranzistor *npn*. Trong các sơ đồ trên, T_1 là tranzistor kích, T_2 là tranzistor công suất.

So sánh sơ đồ tương đương 4.13c của mạch Darlington bù với sơ đồ tương đương 4.13a và 4.13b của mạch Darlington thông thường ta thấy chúng có dạng giống nhau, vì vậy các đặc tính của chúng cũng giống nhau. Chúng chỉ khác nhau ở điện trở vào, trong mạch Darlington bù điện trở vào :

$$r_{be} = r_{be1} \qquad (4.78)$$



Hình 4.13. Sơ đồ tương đương tín hiệu nhỏ của mạch Darlington .
a)sơ đồ tương đương của hình 4.12a ; b) sơ đồ tương đương của hình 4.13a ;
c) sơ đồ tương đương của hình 4.12b và 4.12c ; d) sơ đồ tương đương của hình 4.13c.
$\beta_{tổng} = \beta_1(1 + \beta_2) \approx \beta_1\beta_2$

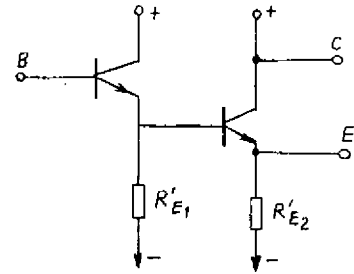
4.9. Các mạch đặc biệt

4.9.1. Mạch kaskode

Mạch Kaskode dùng tranzistor lưỡng cực được biểu diễn trên hình 4.15. Cũng có thể xây dựng mạch Kaskode bởi *Fet* hoặc tranzistor lưỡng cực hoặc *Fet* hỗn hợp.

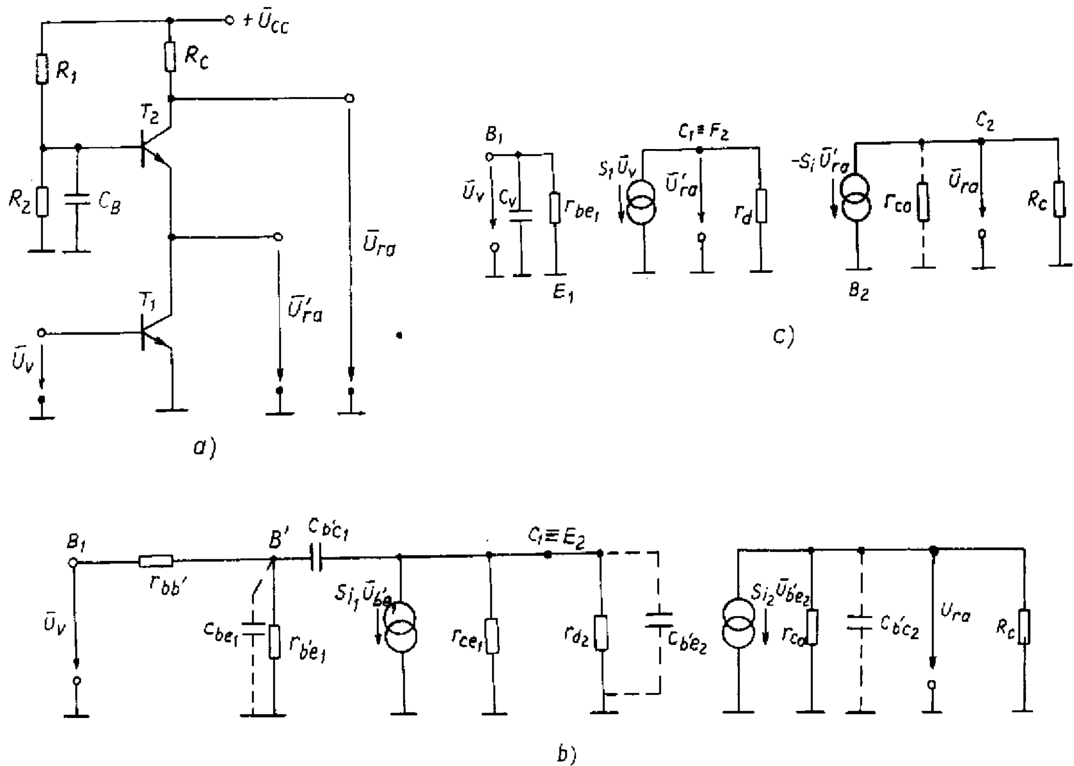
Mạch Kascode gồm hai tranzistor, tranzistor vào T_1 mắc theo sơ đồ emito chung và tranzistor ra T_2 mắc theo sơ đồ bazo chung, R_1 và R_2 để định điểm làm việc tĩnh cho T_1 và T_2. Trị số của chúng được chọn sao cho *điện thế bazo* T_2 đủ *lớn để cho* T_1 làm

việc trong miền tích cực ($U_{CE1} \geqslant 1$ V) ; vì điện thế colecto T_1 âm hơn điện thế bazo T_2 khoảng 0,7 V.



Hình 4.14. Mạch Darlington dùng nguồn riêng cho colecto.

Tầng ra làm nhiệm vụ ngăn cách ảnh hưởng của mạch ra đến mạch vào, đặc biệt là ở tần số cao. Mạch Kascode có hệ số khuếch đại điện áp bằng *hệ số khuếch đại điện áp của mạch emito chung*. Nhưng khác với mạch emito chung, mạch kascode có điện dung Miller trong mạch vào nhỏ, vì hệ số khuếch đại điện áp của tranzistor T_1 rất nhỏ ($K_{u1} \approx 1$). Do đó tần số giới hạn trên của nó (khi R_n nhỏ) cùng bậc với tần số giới hạn trên của mạch bazo chung ; trong khi đó trở kháng vào của nó lại lớn hơn trở kháng vào của mạch bazo chung. Đó là ưu điểm cơ bản của mạch Kascode. Có thể rút ra đặc tính của mạch Kascode nhờ sơ đồ tương đương 4.15b. Sơ đồ đó được xây dựng từ sơ đồ tương đương của mạch emito chung và bazo chung.



Hình 4.15. Mạch Kascode dùng tranzistor lưỡng cực .

a) sơ đồ ; b) sơ đồ tương đương cao tần với $r_{co} \approx r_{ce2}\left(1 + \frac{\beta_{o2} r_{ce1}}{r_{ce1} + r_{be2}}\right) \approx \beta_{o2} r_{ce2}$ được suy từ biểu thức (4.29) c) sơ đồ tương đương tần số thấp, với $r_{bb'} << \beta_c$ $r_{ce1} >> r_d$; $S_i = I_c/U_T \approx S_{i1} \approx S_{i2}$; $r_{co} >> R_c$; β_c ; $\beta_{o2} = 1$.

Vì *dòng tĩnh* I_c chạy qua hai tranzistor gần bằng nhau, nên điện trở khuếch tán emito và hỗ dẫn trong của chúng cũng gần bằng nhau : $r_{d1} \approx r_{d2}$ (với $r_d = U_T/I_E$).

$$S_{i1} \approx S_{i2} \text{ (với } S_i = \alpha_o/r_d \approx I_c/U_T)$$

Từ sơ đồ tương đương hình 4.15b, ta rút ra :

$$K_{u1} = \frac{U'_r}{U_v} \approx -S_i r_d = -\alpha_0 = -1$$

$$K_{u2} = \frac{U_r}{U'_r} \approx + S_i R_C$$

Vậy $$K_u = \frac{U_{ra}}{U_v} = K_{u1}.K_{u2} \approx -S_i R_C \quad (4.79)$$

Có thể căn cứ vào sơ đồ tương đương hình 4.15c để xét đặc tính của mạch ở phạm vi tần số cao. Áp dụng định lý Miller để tìm điện dung Miller cho mạch vào, ta có :

$$C_v = C_{b'e1} + C_{b'c1}(1 - K_{u1}) = C_{b'e1} + 2C_{b'c1}$$

Do đó hằng số thời gian của mạch vào :

$$T_1 \approx C_v[(R_n + r_{bb'})//r_{be1}],$$

với R_n : điện trở trong của nguồn tín hiệu.

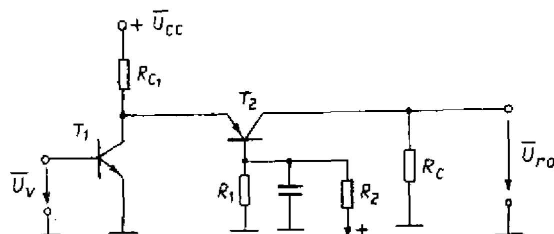
Ngoài hằng số thời gian T_1, còn có các hằng số thời gian T_2 và T_3 ảnh hưởng đến tần số giới hạn trên của mạch ; với

$$T_2 \approx C_{b'e2} r_{d2} \approx \frac{1}{2\pi f_{\alpha 2}} \text{ và } T_3 = C_p R_t ,$$

trong đó $R_t = R_c // r_{co}$ và C_p : điện dung ra của mạch.

Trong 3 hằng số T_1, T_2, T_3, hằng số nào có giá trị lớn nhất sẽ ảnh hưởng nhiều nhất đến tần số giới hạn trên của mạch.

Trên hình 4.16 là sơ đồ Kaskode dùng hai tranzistor bù.



Hình 4.16. Mạch Kaskode dùng tranzistor bù.

Nguyên tắc làm việc của mạch giống sơ đồ hình 4.15a. Ở đây chú ý chọn R_{C1} rất lớn so với điện trở vào của T_2 ; điện áp U_{B2} có tính quyết định đối với điện thế colecto của T_1 và dòng qua R_{C1}. Sự phân bố dòng giữa T_1 và T_2 phụ thuộc vào biên độ điện áp vào. Khi tăng U_v thì dòng qua T_1 tăng, còn dòng qua T_2 giảm một lượng tương ứng, do đó điện áp ra U_r giảm.

Ưu điểm cơ bản của mạch Kaskode loại này so với mạch trên hình 4.15a là có thể chọn điện áp ra tĩnh bằng điện áp vào tĩnh, do đó có thể ghép nhiều tầng với nhau.

4.9.2. Mạch tổ hợp Fet – tranzistor lưỡng cực

Có thể tổ hợp *Fet* và tranzistor lưỡng cực thành các mạch điện có ưu điểm của cả hai loại đó : có *trở kháng vào lớn và có hệ số khuếch đại điện áp lớn*. Trong mạch tổ hợp đó, *Fet* được bố trí ở đầu vào và mắc theo kiểu *Source – chung* hoặc *Drain – chung* (trở kháng vào rất lớn) và tranzistor lưỡng cực được bố trí trong mạch ra, vì tranzistor lưỡng cực có hỗ dẫn lớn, nên mạch sẽ có hệ khuếch đại điện áp lớn và trở kháng ra nhỏ. *Mạch được ghép hồi tiếp âm khá sâu.*

Trên hình 4.17a là một mạch tổ hợp như vậy, ở đây *Fet* được mắc theo *sơ đồ Soure chung*, còn tranzistor lưỡng cực *mắc theo sơ đồ emito chung*. Từ sơ đồ tương đương 4.17a suy ra :

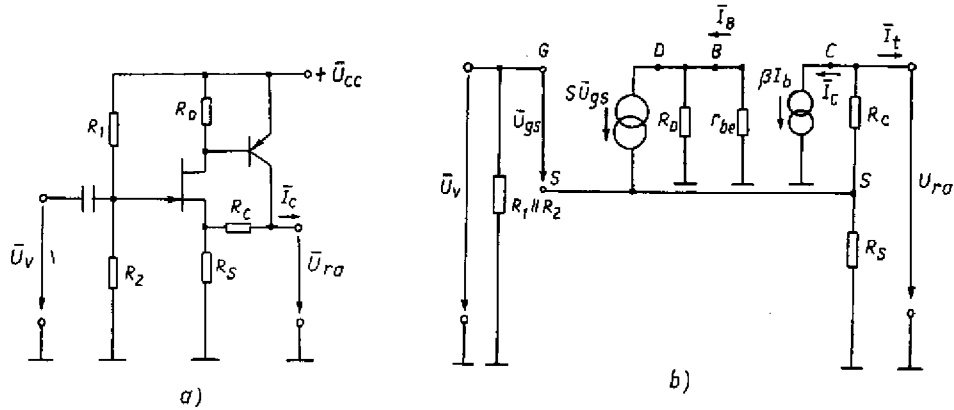
$$\overline{I}_c = \beta \overline{I}_b \tag{4.80}$$

$$\overline{I}_b = -SU_{gs}\frac{R_D // r_{be}}{r_{be}} = -SU_{gs}\frac{R_D}{r_{be} + R_D} \tag{4.81}$$

$$\overline{U}_v = \overline{U}_{gs}[1 + S(R_s // R_C)] + \overline{U}_{ra}\frac{R_s}{R_s + R_c} \tag{4.82}$$

$$\overline{U}_{ra} = -\beta \overline{I}_b(R_C + R_s) + S\overline{U}_{gs}R_S = S\overline{U}_{gs}[R_s + \beta^*(R_C + R_s)] \tag{4.83}$$

với $\beta^* = \beta \dfrac{R_D}{r_{be} + R_D}$.



Hình 4.17. Tổ hợp mạch source chung và mạch emito chung .
a) sơ đồ với R_D, R_s : vài kΩ ; R_1, R_2 : vài MΩ ;
b) sơ đồ tương đương tần số thấp (bỏ qua r_{ds} và r_{ce}).

Thay (4.82) vào (4.83) sẽ có :

$$K_u = \frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_v} = \frac{\beta^* R_c + (1 + \beta^*)R_s}{1/S + (1 + \beta^*)R_s} \tag{4.84a}$$

Thường $\beta^* >> 1$ và $R_s\beta^* >> \dfrac{1}{S}$, do đó ta nhận được biểu thức gần đúng

$$K_u \approx 1 + \frac{R_C}{R_s} \tag{4.84b}$$

Trở kháng vào của mạch

$$Z_v \approx R_1 // R_2 \text{ : có giá trị cỡ M}\Omega.$$

Trở kháng ra của mạch

$$Z_r = \frac{\overline{U}_{rh}}{\overline{I}_{rng}},$$

với $$\overline{I}_{rng} = -\overline{I}_C + S\overline{U}_{gs}\frac{R_s}{R_s + R_C} \quad (4.85)$$

Thay biểu thức (4.80) và (4.81) vào (4.85) :

$$\overline{I}_{rng} = S\overline{U}_{gs}\,(\beta^* + \frac{R_s}{R_s + R_C}) \quad (4.86)$$

Rút $\overline{U}_{gs}$ từ biểu thức (4.82) (cho $U_r = 0$) rồi thay vào biểu thức (4.86) sẽ có

$$\overline{I}_{rng} = \frac{S}{1 + S(R_s \,//\, R_c)}\,(\beta^* + \frac{R_s}{R_s + R_C})\overline{U}_v$$

và $$\overline{U}_{rh} = K_u\overline{U}_v = (1 + \frac{R_C}{R_s})\overline{U}_v\ .$$

Do đó :

$$Z_r = \frac{(R_C + R_s)}{R_s(1 + \beta^*)}\,[1 + S(R_C \,//\, R_s)] \quad (4.87)$$

với giả thiết $\beta^* >> \frac{R_s}{R_s + R_C}$.

4.10. Bộ khuếch đại vi sai

Trong các bộ khuếch đại tín hiệu xoay chiều, người ta không quan tâm đến hiện tượng trôi, vì qua phần tử ghép điện dung, trôi không được đưa đến đầu ra. Trôi chỉ *làm thay đổi hệ số khuếch đại của mạch. Ảnh hưởng này có thể khắc phục được bằng hồi tiếp âm.*

Ngược lại, trong các bộ *khuếch đại tín hiệu một chiều, trôi cũng được khuếch đại và đưa đến đầu ra như tín hiệu.* Vì vậy trong trường hợp này *phải tìm cách giảm trôi.* Trong thực tế không thể tác động trực tiếp vào tranzistor để giảm trôi được, nên người ta *dùng bộ khuếch đại vi sai. Bộ khuếch đại vi sai khuếch đại hiệu hai điện áp đặt ở đầu vào, do đó điện áp ra của nó chỉ chịu ảnh hưởng của hiệu các điện áp trôi của tranzistor.* Do đó bộ khuếch đại *vi sai có mức trôi rất thấp. Trường hợp mạch hoàn toàn đối xứng thì trôi được khử hoàn toàn.* Để phát huy ưu điểm đó của mạch người ta không *những dùng bộ khuếch đại vi sai để khuếch đại hiệu hai điện áp mà còn để khuếch đại một điện áp. Điện áp đó được đưa đến một đầu vào, đầu vào thứ 2 được nối đất.*

4.10.1. Sơ đồ và tham số cơ bản

Sơ đồ và các tham số cơ bản của bộ khuếch đại vi sai dùng tranzistor lưỡng cực và *Fet* được biểu diễn trong bảng 4.5.

Bộ khuếch đại vi sai là một bộ khuếch đại tín hiệu một chiều đối xứng, có hai đầu vào và hai đầu ra. Trong bộ khuếch đại vi sai điều đáng chú ý là nếu các điện áp vào $U_d = U_{v1} - U_{v2}$ được khuếch đại lên K_{ud} lần thì các *điện áp vào có trị số bằng nhau chỉ được khuếch đại* lên K_{cm} lần, với $K_{cm} << K_{ud}$. Điện áp vào được chia làm hai thành phần : thành phần điện áp đồng pha, ký hiệu là $\overline{U}_{cm}$ chính là trị trung bình đại số của

hai điện áp vào

$$\overline{U}_{cm} = \frac{\overline{U}_{v1} + \overline{U}_{v2}}{2} \tag{4.88}$$

và thành phần điện áp hiệu

$$\overline{U}_d = \overline{U}_{v1} - \overline{U}_{v2} \tag{4.89}$$

Vì giả thiết mạch hoàn toàn đối xứng nên điện thế emito (điểm P trong bảng 4.5) luôn luôn không đổi. Do đó các sơ đồ trong bảng 4.5 *có thể coi như sơ đồ emito chung hoặc colecto chung có điện áp vào trên mỗi tranzistor là* $\overline{U}_d/2$. Để tính hệ số khuếch đại K_u, K_i và trở kháng vào Z_v, trở kháng ra Z_r có thể áp dụng các biểu thức của sơ đồ emito chung và Source chung đã biết.

+ Hệ số khuếch đại hiệu

$$K_{ud} = \frac{\overline{U}_{r2} - \overline{U}_{r1}}{\overline{U}_d} = \frac{\overline{U}_{rd}}{\overline{U}_d}$$

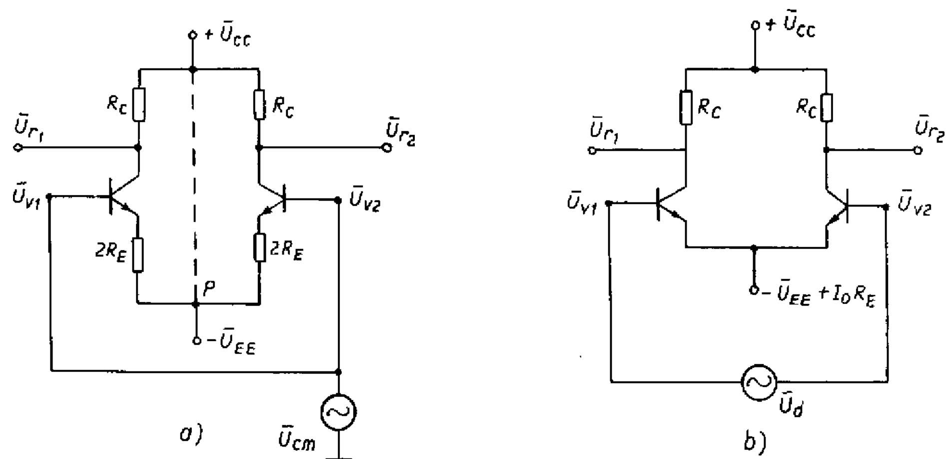
với giả thiết $U_{cm} = 0$

Ở tần số thấp cũng như ở tần số cao K_{ud} đều có trị số giống như của *mạch emito chung hoặc source chung. Trường hợp cần lấy tín hiệu trên một đầu ra so với đất, ta có hệ số khuếch đại đối với một đầu ra* :

$$K_{ud1} = K_{ud2} = \frac{U_{r1}}{U_d} = \frac{U_{rd}}{2U_d} = \frac{K_{ud}}{2}$$

bằng một nửa hệ số khuếch đại hiệu khi lấy điện áp ra đối xứng.

Khi ở đầu vào chỉ có điện áp đồng pha tức $U_d = 0$ thì $U_{cm} = U_{v1} = U_{v2}$, thì mạch làm việc ở chế độ khuếch đại tín hiệu đồng pha. Lúc này cả hai tranzistor đều được điều khiển bởi *một điện áp có biên độ và pha như nhau. Do mạch đối xứng, nên dòng điện trên các cực tương ứng của hai tranzistor bằng nhau*. Do đó ta có sơ đồ tương đương hình 4.18a. Vì điện thế emito của tranzistor bằng nhau, nên không có dòng chạy trong dây dẫn nối hai emito với nhau, do đó trong sơ đồ tương đương không vẽ dây nối đó. Tách sơ đồ tương đương thành hai nửa đối xứng, mỗi nửa tương ứng với một mạch



Hình 4.18. Sơ đồ tương đương của bộ khuếch đại vi sai dùng tranzistor lưỡng cực .
a) đối với điện áp vào đồng pha ; b) đối với điện áp vào hiệu.

emito chung có điện trở emito là $2R_E$ hoặc một mạch source chung có điện trở nguồn là $2R_s$ và có hồi tiếp âm dòng điện.

Hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha K_{cm} có thể suy ra từ biểu thức đã có đối với sơ đồ emito chung và source chung có hồi tiếp âm dòng điện. Điện trở hồi tiếp $2R_E$ hoặc $2R_s$ càng lớn thì K_{cm} càng nhỏ. Nếu các điện trở này rất lớn (tương ứng U_{EE} cũng rất âm) thì dòng emito của hai tranzistor hầu như không đổi trong quá trình làm việc, nghĩa là trên đầu ra điện áp hầu như không đổi, do đó K_{cm} tiến tới bằng không.

Tóm lại sự khác nhau cơ bản giữa chế độ khuếch đại tín hiệu và chế độ khuếch đại tín hiệu hiệu đồng pha là ở chỗ : ở chế độ khuếch đại tín hiệu, R_E và R_s không có tác dụng hồi tiếp âm ; ngược lại ở chế độ khuếch đại tín hiệu đồng pha chúng có tác dụng hồi tiếp âm lớn làm cho hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha giảm.

Bảng 4.5.

Tham số	Tranzistor lưỡng cực	Fet	Ví dụ bằng số	
			tranzistor	Fet
Sơ đồ			$R_c = R_D = 5k\Omega$ $R_E = R_s = 10k\Omega$ $R_n = 0$ $r_{ce} = r_{ds} = 50k\Omega$ $\beta = 100$	
			$r_{be} = 2{,}5k\Omega$ $S_i = 40mA/V$	$f_{gs} = \infty$ $S = 2mA/V$
K_{ud}	$\dfrac{\beta(R_C // r_{ce}^{(1)})}{R_n + r_{be}}$ (1)	$S(R_D // r_{ds})$	180	9
K_{cm}	$\dfrac{-\beta R_C}{R_n + r_{be} + 2(1+\beta)R_E}$	$\dfrac{-SR_D}{1 + 2SR_s}$	$-\dfrac{1}{4}$	$-\dfrac{1}{4}$
$CMMR$	$\dfrac{1}{2}\left[1 + 2\beta\dfrac{R_E}{R_n + r_{be}}\right]$ (2)	$\dfrac{1}{2}\left[1 + 2SR_S\right]^{(3)} \approx SR_s$	400	20
r_d	$2r_{be}$	$2r_{gs}$	$5k\Omega$	∞
r_{cm}	$\dfrac{1}{2}\left[r_{be} + 2(1 + \beta R_E)\right]$	$\dfrac{1}{2}\left[r_{gs}(1 + \dfrac{2SR_s r_{ds}}{r_{ds} + R_D + 2R_s}) + 2R_s\right]$	$1M\Omega$	∞
$C_v^{(4)}$	$\approx \dfrac{C_{b'c}}{2} S_i(R_C // r_{ce})$	$\approx \dfrac{C_{gd}}{2} S(R_D // r_{ds})$	450 pF	22,5pF
r_{rd}	$2r_{ce}$	$2r_{ds}$	$100k\Omega$	$100k\Omega$

(1) Nếu $\beta >> 1$; $R_c << r_{ce}$; $r_{be} \approx \beta U_T / I_E$ thì $K_{ud} \approx R_c I_E / U_T$

(2) $r_{ce} \to \infty$ và $\beta_o >> 1$

(3) $r_{ds} \to \infty$

(4) Bỏ qua C_{de} hoặc C_{gs}

Trong bộ khuếch đại vi sai, người ta còn đưa ra khái niệm về *hệ số nén tín hiệu đồng pha G (CMRR)* là tỷ số giữa hệ số khuếch đại hiệu và hệ số khuếch đại đồng pha.

$$G(CMRR) = \left| \frac{K_{ud1}}{K_{cm}} \right| \text{ (dB)}$$

Để có hệ số nén tín hiệu đồng pha lớn, chọn R_E hoặc R_s lớn. Tuy nhiên không thể chọn R_E, R_s quá lớn sao cho $I_E.R_E$ hoặc I_sR_s nhỏ hơn *(10 ÷ 15)V* để đảm bảo điều kiện về công suất tổn hao trên điện trở và điều kiện về nguồn cung cấp $-U_{EE}$. Vì vậy trong thực tế, thay cho R_E và R_s người ta dùng một *nguồn dòng có điện trở trong lớn, và hạ áp trên nó nhỏ* (hình 4.19). Trên sơ đồ hình 4.19 ta có $I_C \approx I_E$, trị số của nó thay đổi được nhờ thay đổi U_B, U_{cc} và R'_E. Bằng sơ đồ này có thể đạt được *G (CMRR)* tới (60 ÷ 80) dB. Nếu mắc nối tiếp nhiều bộ khuếch đại vi sai còn có thể tăng *(CMRR)* hơn nữa.

Trong thực tế thường hay gặp trường hợp điện áp đặt vào bộ khuếch đại vi sai gồm cả hai thành phần $\overline{U}_d$ và $\overline{U}_{cm}$, lúc đó điện áp ra

$$\overline{U}_{r2} = K_{ud1}\overline{U}_d + K_{cm}\overline{U}_{cm} \quad (4.90)$$

Trong bộ khuếch đại vi sai, người ta phân biệt *trở kháng vào hiệu :*

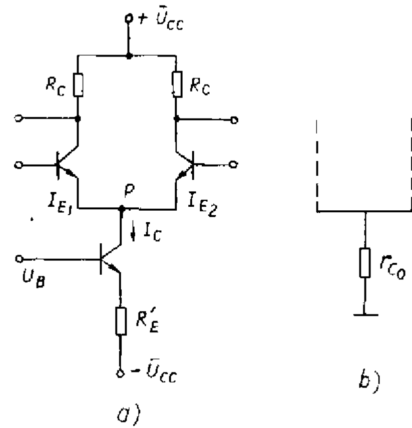
$$Z_d = \overline{U}_d/\overline{I}_v$$

và trở kháng vào đồng pha:

$$Z_{cm} = \overline{U}_{cm}/\overline{I}_{cm}$$

Từ sơ đồ tương đương hình 4.18b, ta thấy rằng ở chế độ khuếch đại hiệu, *nguồn tín hiệu mắc nối tiếp với các đầu vào của tranzistor, do đó trở kháng vào hiệu tăng lên hai lần so với trở kháng vào của mạch emito chung hoặc source chung đơn giản*. Ngược lại, trở kháng vào đồng pha giảm đi hai lần so với trở kháng vào của mạch emito chung hoặc source chung có trở kháng hồi tiếp là $2R_E$ hoặc $2R_s$. Thường trở kháng vào đồng pha $Z_{cm} > 100\ Z_d$.

Điện trở ra của mạch chính là điện trở r_{co} nằm giữa colecto T_1 và đất, nó có trị số đúng *bằng trị số* r_{co} của sơ đồ emito chung hoặc source *chung có điện trở hồi tiếp là* $R_E\ //\ r_{d1}$, trong đó r_{d1} là điện trở ra khuếch tán emito của T_1 ; $r_{d1} \approx U_T/I_{E1}$ (đối với tranzistor lưỡng cực) và $r_{d1} \approx 1/S$ (đối với *Fet*).



Hình 4.19. Bộ khuếch đại vi sai dùng nguồn dòng trong mạch emito : a) sơ đồ ; b) sơ đồ tương đương, r_{co} được xác định theo (4.29).

Để đánh giá *dải động* của tín hiệu vào bộ khuếch đại vi sai, ta xét *đặc tuyến truyền đạt tĩnh* $I_c = f(U_{v1} - U_{v2})$ của nó.

Khi giả thiết *exp* $(U_{BE}/U_T) >> 1$, ta có biểu thức gần đúng biểu diễn quan hệ giữa dòng colecto I_c và điện áp bazo - emto U_{BE} của tranzistor T_1 và T_2 như sau :

$$I_{C1} \approx I_{E1} = I_{Ebh1}e^{U_{BE1}/U_T} \quad (4.91)$$

$$I_{C2} \approx I_{E2} = I_{Ebh2}e^{U_{BE2}/U_T} \quad (4.92)$$

trong đó : I_{E1}, I_{E2} – dòng emito của tranzistor T_1 và T_2 ;

I_{Ebh1}, I_{Ebh2} – dòng bão hòa emito của T_1 và T_2,

U_T – điện áp nhiệt của tranzistor.

Giả thiết cả hai tranzistor có đặc tuyến tĩnh như nhau và có cùng nhiệt độ, ta có :

$$I_{Ebh1} = I_{Ebh2} = I_{Ebh}$$

Ở chế độ khuếch đại hiệu, dòng qua R_E không đổi và có trị số :

$$I_{E\ tổng} = I_{E1} + I_{E2}.$$

Thay vào biểu thức (4.92) ta nhận được

$$I_{E\ tổng} - I_{E1} = I_{E2} = I_{Ebh}e^{U_{BE2}/U_T} \qquad (4.93)$$

Thay I_{Ebh} trong (4.93) vào (4.91), rút ra được biểu thức sau :

$$I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{I_{Etổng}}{1 + e^{-(U_{BE1} - U_{BE2})/U_T)}} \qquad (4.94)$$

Tương tự như vậy ta tìm được biểu thức đối với dòng colecto T_2 :

$$I_C \approx I_{E2} = \frac{I_{Etổng}}{1 + e^{(U_{BE1} - U_{BE2}/U_T)}} \qquad (4.95)$$

Các quan hệ (4.94) và (4.95) được biểu diễn trên hình 4.20.

Nhận xét :

1) Đặc tuyến truyền đạt có độ dốc lớn nhất khi $U_d = U_{BE1} - U_{BE2} = 0$

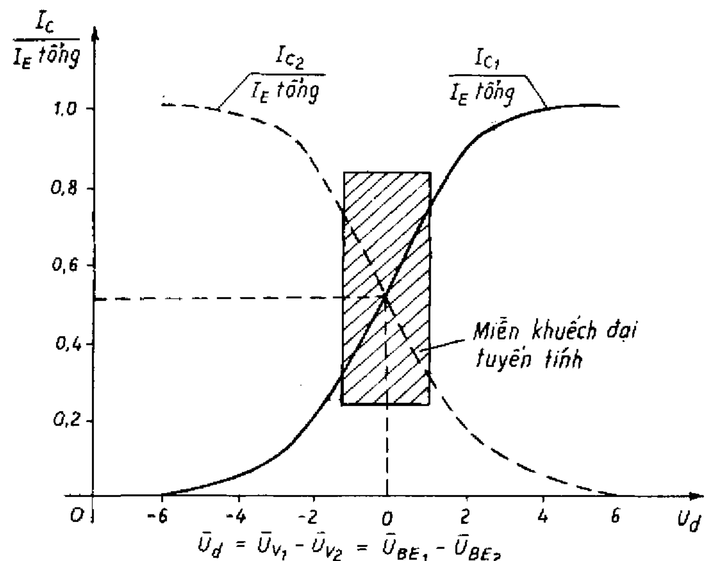
$$\left.\frac{dI_{c1}}{d(U_{BE1} - U_{BE2})}\right|_{U_d=0} = \frac{I_{E\ tổng}}{4U_T} = \frac{S_{io}}{4} = \frac{S_{io1}}{2}$$

2) Miền khuếch đại tuyến tính giới hạn trong phạm vi $-U_T < U_d < U_T$ (với $U_T \approx 30$ mV).

3) Bộ khuếch đại vi sai trở thành mạch hạn biên khi $|U_d| > 4U_T$.

Có thể nói rằng méo phi tuyến xuất hiện khi dùng bộ khuếch đại vi sai nhỏ hơn nhiều so với trường hợp dùng mạch emito chung. Nguyên nhân chủ yếu là do sự bù trừ đặc tuyến vào của hai tranzistor.

Trong bộ khuếch đại vi sai còn phải lưu ý đến *điện áp vào đồng pha cho phép* U_{cmcf}. Điện áp vào đồng pha cho phép *là một thành phần của điện áp*



Hình 4.20. Đặc tuyến truyền đạt tĩnh của bộ khuếch đại vi sai.

vào. Trị số của nó không được phép vượt quá một giá trị nào đó để đảm bảo cho bộ khuếch đại làm việc trong miền khuếch đại tuyến tính, nghĩa là đối với tranzistor lưỡng cực phải đảm bảo điều kiện ngắt của điot colecto (xem bảng 1.2) và $|I_E| > 0$, đối với *Fet* phải đảm bảo điều kiện $|U_{DS}| >> |U_{DSo}|$ và $|I_s| > 0$.

4.10.2. Hiện tượng trôi

Trong bộ khuếch đại vi sai, các loại trôi hình thành do những nguyên nhân khác nhau (trôi nhiệt, điện áp nguồn không ổn định, tham số tranzistor và linh kiện thay đổi) có trị số như nhau và đặt vào hai tranzistor đồng pha đều không ảnh hưởng đến tín hiệu ra ; vì các loại trôi đó tác dụng vào mạch giống như một điện áp đồng pha. Trong thực tế, mạch không hoàn toàn đối xứng, do đó sự thay đổi nhiệt độ gây ra một điện áp hiệu (trôi điện áp lệch không)

$$\Delta U_o = \Delta U_{BE1} - \Delta U_{BE2}$$

Điện áp này tác dụng vào mạch như một tín hiệu. Khi nhiệt độ thay đổi 1°C, $\Delta U_o \approx 2 \ldots 3$ mV. *Thêm vào đó, nếu dòng colecto của tranzistor cũng thay đổi cỡ 10%* thì điện áp lệch không đạt tới trị số $\Delta U_o \approx 2{,}5 \ldots 3$ *mV*. Ta có thể chứng minh điều đó như sau :

Theo (1.11a) ta suy ra ($r_{bb'} = 0$) :

$$I_{C1} \approx I_{E1} \approx I_{Ebh}(e^{U_{BE1}/U_T} - 1)$$

$$I_{C2} \approx I_{E2} \approx I_{Ebh}(e^{U_{BE2}/U_T} - 1)$$

Từ đó tính được

$$U_{BE1} \approx U_T \ln(\frac{I_{c1}}{I_{Ebh}} + 1) \text{ và}$$

$$U_{BE2} \approx U_T \ln(\frac{I_{c2}}{I_{Ebh}} + 1)$$

Điện áp lệch không đầu vào (do sự khác nhau của dòng colecto gây ra) chính là hiệu điện áp bazo – emito :

$$\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2} \approx U_T \ln\frac{I_{c1} + I_{Ebh}}{I_{c2} + I_{Ebh}} \approx U_T \ln\frac{I_{c1}}{I_{c2}}$$

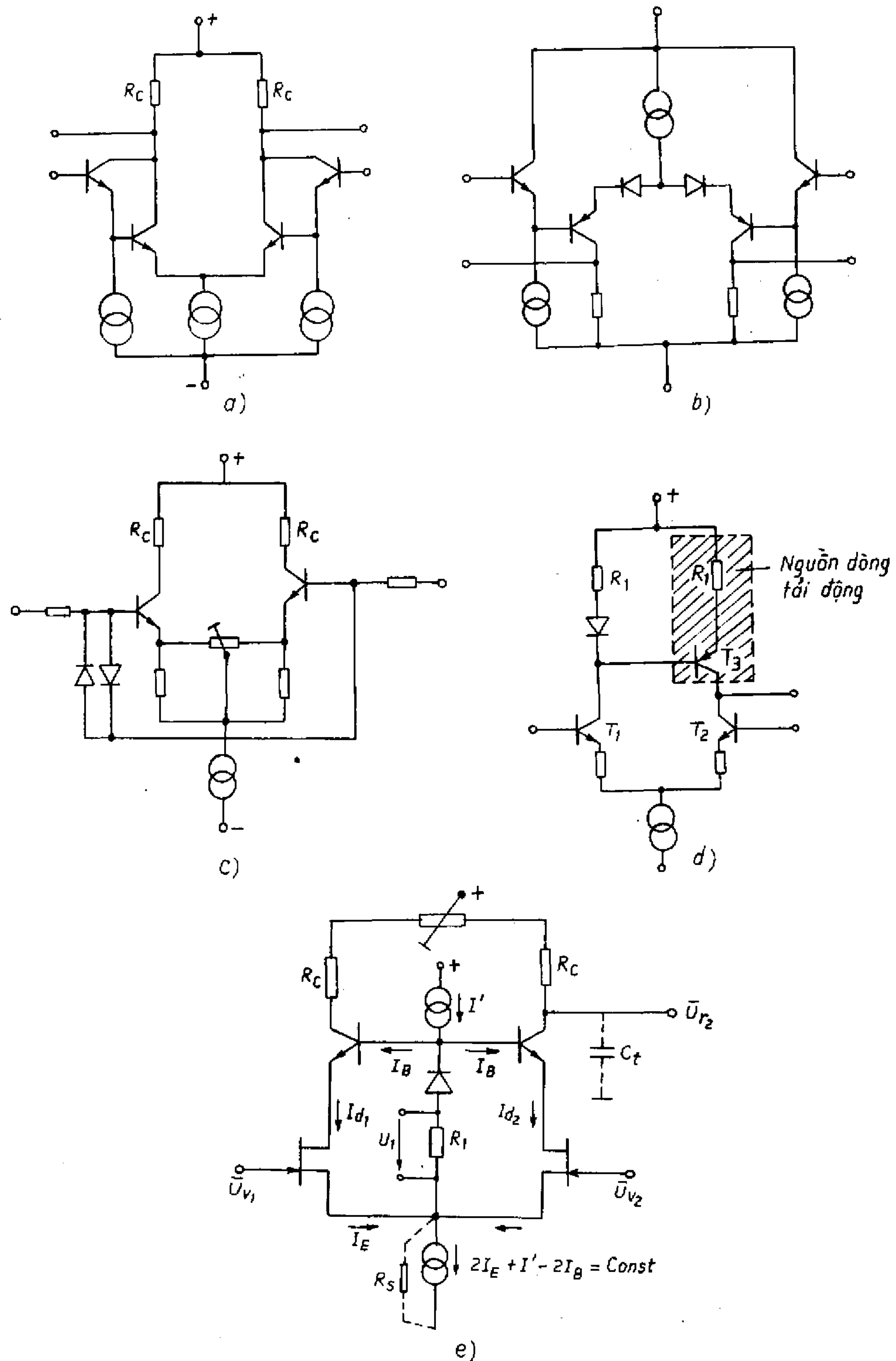
Khi không có tín hiệu vào, trên các đầu vào của bộ khuếch đại có dòng (dòng bazo hoặc dòng gate). Hiệu các dòng một chiều $I_o = I_{B1} - I_{B2}$ gọi là dòng lệch không, trị trung bình đại số của chúng gọi là dòng điện tĩnh I_t:

$$I_t = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

Dòng điện này chạy qua các điện trở hai cửa vào cùng với sự không đối xứng của mạch gây nên trên đầu ra một điện áp lệch không. Có thể khử điện áp này bằng cách đặt vào một điện áp lệch không phụ (có dấu ngược lại) giữa hai cửa vào của bộ khuếch đại vi sai.

4.10.3. Một số sơ đồ cơ bản của bộ khuếch đại vi sai

Có thể mắc bộ khuếch đại vi sai theo nhiều sơ đồ khác nhau. Trên hình 4.21 là một số loại sơ đồ hay dùng.



Hình 4.21. Sơ đồ bộ khuếch đại vi sai.
a) khuếch đại vi sai Darlington ; b) khuếch đại vi sai Darlington bù ; c) khuếch đại vi sai có hồi tiếp âm dòng điện ; d) khuếch đại vi sai có tải động ; e) khuếch đại vi sai Kaskode.

Sơ đồ khuếch đại vi sai – Darlington (hình 4.21a) có dòng tĩnh nhỏ và trở kháng vào lớn, có thể đạt được $I_B \approx (5... 10)$ nA và điện trở vào hiệu $r_d \approx (10 \div 20)$MΩ. Mạch có nhược điểm là điện áp lệch không đầu vào và trôi nhiệt lớn (± 3 mV và ± 15μV/°C).

Sơ đồ khuếch đại vi sai Darlington – bù (hình 4.21b). Sơ đồ này có tính chất giống sơ đồ 4.21a. Sơ đồ có ưu điểm đặc biệt là chỉ có trôi của hai tranzistor đầu vào mà không phải của cả bốn tranzistor ảnh hưởng đến trôi điện áp lệch không.

Sơ đồ khuếch đại vi sai có hồi tiếp âm dòng điện (hình 4.21c). Nhờ mắc thêm một điện trở hồi tiếp cỡ $(50 \div 100)\Omega$ vào mạch emito, nên điện trở vào tăng và mở rộng được miền khuếch đại tuyến tính của bộ khuếch đại. Nhưng do hồi tiếp âm, nên hệ số khuếch đại giảm.

Sơ đồ khuếch đại vi sai có tải động (hình 4.2d). Trong sơ đồ thay điện trở R_c bởi nguồn dòng có điện trở trong vi phân lớn nên có thể nhận được hệ số khuếch đại rất lớn. Nguồn dòng có điện trở trong vi phân cỡ $(1 \div 10)$ MΩ. T_3 làm việc trong miền khuếch đại, hạ áp một chiều trên nguồn dòng khoảng vài von. Với sơ đồ này có thể đạt được hệ số khuếch đại hiệu tới 10.000 lần.

Sơ đồ khuếch đại vi sai – Kaskode (hình 4.21e). Sơ đồ khuếch đại vi sai Kaskode có rất nhiều ưu điểm. Trong sơ đồ này có thể dùng tranzistor lưỡng cực, *Fet* hoặc hỗn hợp tranzistor lưỡng cực *Fet* đều được. Sơ đồ có trở kháng vào lớn, dòng tĩnh nhỏ, hệ số nén tín hiệu đồng pha lớn, điện dung vào nhỏ do đó sơ đồ có thể làm việc trong dải tần rộng.

4.11. Mạch ghép giữa các tầng

Mạch ghép giữa các tầng có nhiệm vụ *truyền đạt tín hiệu* từ một tầng sang tầng tiếp theo sao cho *tổn hao trên nó nhỏ nhất*. Vì điện áp ra tầng trước thường khác với điện áp vào tầng tiếp theo, nên ngoài nhiệm vụ truyền đạt tín hiệu, mạch ghép còn có nhiệm vụ *dịch mức để phối hợp mức ra tầng trước với mức vào tầng sau*. Sau đây ta sẽ giới thiệu một số cách ghép quan trọng nhất.

4.11.1. Ghép trực tiếp (hình 4.22a)

Ghép trực tiếp là loại ghép đơn giản nhất. Nó truyền đạt được các tín hiệu một chiều và hay được *dùng trong các mạch tổ hợp*, nhất là các mạch dùng MOS – *Fet*. Trong cách ghép này, điện thế bazo tầng sau phụ thuộc vào điện thế colecto tầng trước. Đây là vấn đề cần lưu ý để chọn điểm làm việc tĩnh khi sử dụng loại ghép này.

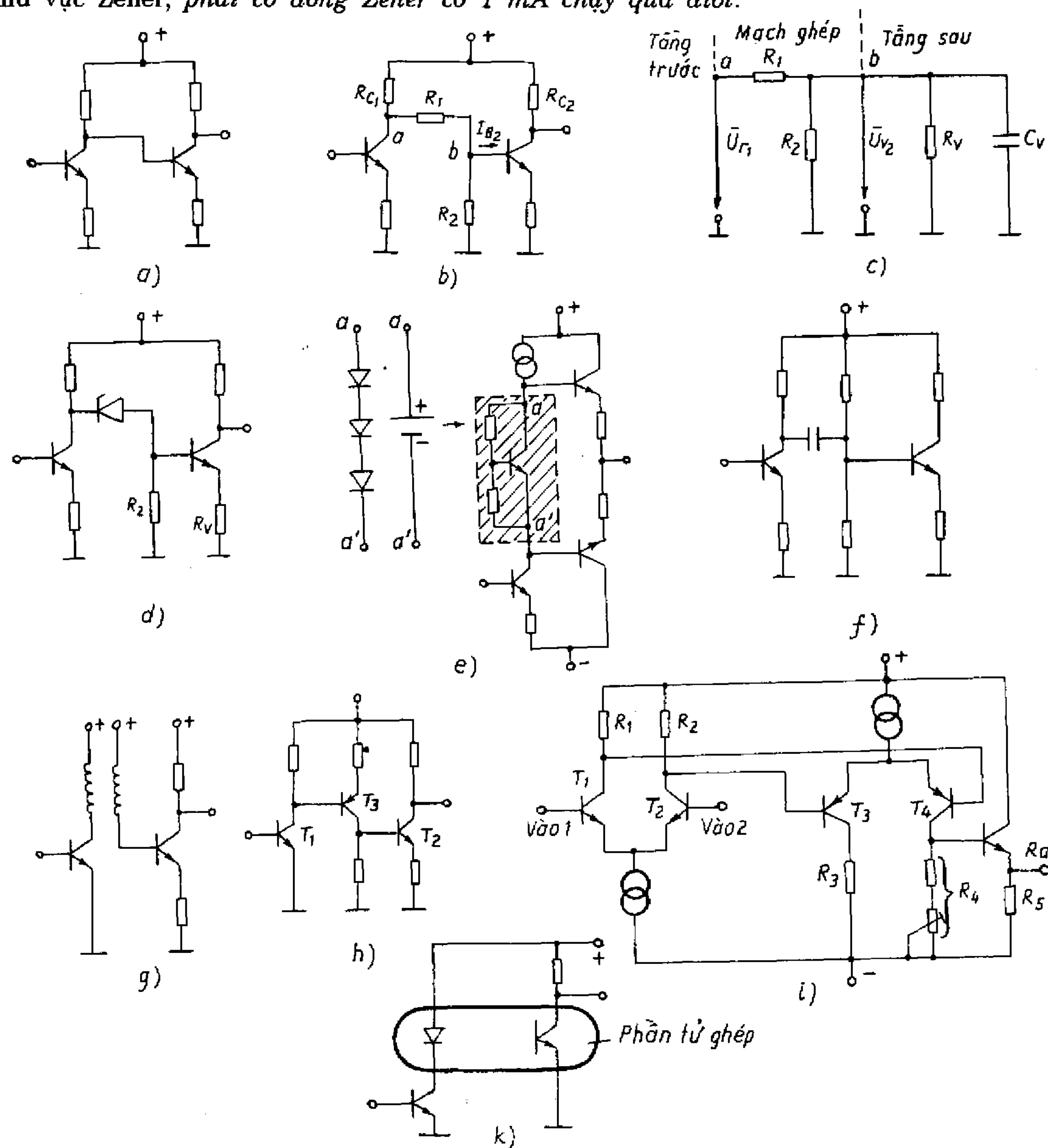
4.11.2. Ghép điện trở (hình 4.22b)

Do có các điện trở R_1, R_2, nên trong mạch ghép *có tổn hao và nó tạo ra một mức dịch điện áp nào đó*. Nếu trong mạch phân áp có thêm phần tử phụ thuộc tần số, thì mạch ghép này có thể tạo nên một hàm truyền đạt tùy ý phụ thuộc tần số. Trong thực tế, điện dung vào của tranzistor tầng sau có tham gia vào mạch ghép, do *đó đây là một mạch ghép phụ thuộc tần số*. Để truyền các tín hiệu tần số cao, người ta mắc song song với R_1 thêm một tụ điện. Mạch phải thỏa mãn điều kiện I_o (qua R_1, R_2) >> I_{B2} sao cho điện thế điểm *b* hầu như không đổi.

Ghép điện trở *ít được dùng trong các mạch tổ hợp*, vì các điện trở lớn *chiếm thể tích lớn*. Có thể thay R_2 bởi một nguồn dòng có điện trở trong vi phân lớn. Do đó ở tần số thấp khi R_1 còn << (R_v // R_i), hầu như không có hạ áp trên mạch ghép.

4.11.3. Ghép điot Zener (hình 4.22*d*)

Trong mạch phân áp hình 4.22*b* thay *R* bởi một điot Zener, ta có ghép điot Zener. Loại ghép này vẫn tạo ra được một mức dịch điện áp nào đó, trong khi hạ áp trên nó không *đáng kể, vì điện trở vi phân của điot Zener nhỏ.* Để cho điot luôn làm việc trong khu vực Zener, *phải có dòng Zener cỡ 1 mA chạy qua điot.*



Hình4.22. Mạch ghép giữa các tầng .
a) ghép trực tiếp ; b) ghép điện trở ; c) sơ đồ tương đương của b ; d) ghép điot Zener.
e) ghép tranzistor ; f) ghép *RC* ; g) ghép biến áp ; h) ghép tranzistor bù ; i) ghép tranzistor bù với bộ khuếch đại vi sai ; k) ghép điện quang.

Ghép điot Zener đắt hơn các loại ghép khác, nên nó ít được dùng. Để giảm giá thành có thể thay điot Zener bởi một hay một số điot thường mắc nối tiếp và được phân cực thuận hoặc dùng mạch ghép tranzistor như trên hình 4.22e, tranzistor ghép có hồi tiếp âm điện áp và nó giữ cho điện áp ra không đổi. Mạch ghép này thường được dùng trong các tầng đẩy kéo.

4.11.4. Ghép *RC* (hình 4.22f)

Đây là loại ghép được dùng rộng rãi trong các mạch rời rạc. Điện dung ghép ngắn mạch tín hiệu từ đầu ra tầng trước tới đầu vào tầng sau. Điện thế trên đầu ra tầng trước và *trên đầu vào tầng sau có thể chọn tùy ý, vì không có dòng một chiều qua tụ ghép*. Nhược điểm cơ bản nhất là *mạch không truyền đạt được tín hiệu có tần số thấp và loại ghép này gây ra di pha có thể ảnh hưởng đến tính ổn định của bộ khuếch đại, nó ít được dùng trong các mạch tổ hợp vì khó tích hợp được các tụ điện có điện dung lớn*.

4.11.5. Ghép biến áp (hình 4.22g)

Đây là một loại ghép cổ nhất. Dùng ghép biến áp *có thể cách ly được về điện giữa đầu ra và đầu vào và dễ phối hợp trở kháng. Tuy nhiên, mạch ghép biến áp có dải tần làm việc hẹp, có kích thước và trọng lượng lớn, không thể ghép một chiều được và không thể tích hợp được*. Vì lý do đó hiện nay nó rất ít được dùng.

4.11.6. Ghép tranzistor bù

Ghép tranzistor bù (hình 4.22*h*) không những *có thể dịch mức điện áp trong một dải rộng* và *với cực tính tùy ý mà còn cho hệ số khuếch đại tín hiệu lớn*. Sự khác nhau về điện *thế giữa colecto* T_1 và bazo T_2 được khắc *phục bởi tranzistor bù* T_3. Loại ghép này thường hay được dùng với bộ khuếch đại vi sai (hình 4.22*i*). Sự dịch mức điện áp về phía dương do bộ khuếch đại vi sai (T_1, T_2) gây ra sẽ được bù lại nhờ bộ khuếch đại vi sai bù (T_3, T_4) và hạ áp của mạch lặp emito T_5. Trong các mạch tổ hợp, R_3, R_4 thường được thay thế bởi các nguồn dòng.

4.11.7. Ghép điện quang (hình 4.22*k*)

Ghép điện quang là một loại *ghép điện tử theo kiểu ghép biến áp*, nhưng *nó có đặc tính tần số thuận lợi hơn ghép biến áp*. Nó có thể truyền đạt được từ *các tín hiệu một chiều đến các tín hiệu có tần số nằm trong phạm vi GHz. Mạch ghép có thể cách điện được tới vài kV*. Nó được dùng chủ yếu để truyền đạt *các tín hiệu số*. Do phần tử ghép điện quang có sai số phi tuyến tương đối lớn (cỡ vài ‰ đến 1%), nên độ chính xác của mạch ghép loại này có giới hạn. Nếu dùng mạnh ghép này trong *sơ đồ đẩy kéo* thì sai số phi tuyến có được bù một phần.

Chương 5

CÁC SƠ ĐỒ KHUẾCH ĐẠI CHUYÊN DỤNG VÀ TẠP ÂM TRONG BỘ KHUẾCH ĐẠI

5.1. Bộ khuếch đại chọn lọc

5.1.1. Khái niệm

Bộ khuếch đại chọn lọc có nhiệm vụ khuếch đại tín hiệu trong một dải tần và nén tín hiệu ngoài dải tần đó.

Trong các bộ khuếch đại chọn lọc, điện trở *tải* được thay thế bởi *một mạch cộng hưởng hoặc một mạch lọc.* Các điện dung ra của tầng, song song với mạch cộng hưởng sẽ làm thay đổi chút ít tần số cộng hưởng, nhưng không ảnh hưởng đến hệ số khuếch đại của mạch ở tần số cao như trong bộ khuếch đại tải điện trở. Do đó *bộ khuếch đại chọn lọc có thể khuếch đại tín hiệu có tần số cao hơn so với bộ khuếch đại tải điện trở.*

Bộ khuếch đại chọn lọc thường được dùng trong các tầng cao tần của máy thu thanh, được dùng để khuếch đại tải tin trong máy phát thanh. Các tầng khuếch đại trung gian trong máy thu thanh, thu hình cũng là các bộ khuếch đại chọn lọc.

Các chỉ tiêu cơ bản đặt ra đối với một bộ khuếch đại chọn lọc là độ khuếch đại, tính chọn lọc về tần số, tính ổn định, tạp âm, méo phi tuyến. Ngoài những chỉ tiêu trên còn có thể đưa ra những yêu cầu khác: như yêu cầu về khả năng tự động điều chỉnh hệ số khuếch đại để đảm bảo mức độ tín hiệu ra không đổi khi mức tín hiệu vào thay đổi, về khả năng tự động điều chỉnh tần số và tự điều chỉnh dải thông.

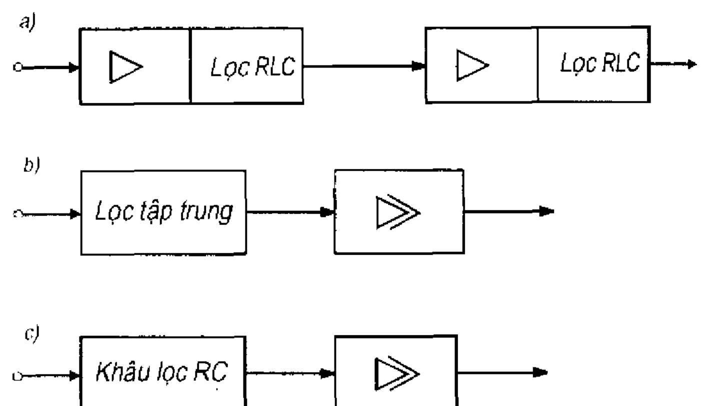
5.1.2 Vấn đề chọn lọc tần số khuếch đại

Để đảm bảo tính chọn lọc về tần số của bộ khuếch đại, có thể thực hiện mạch theo một trong ba dạng sau (hình 5.1)

- Mắc xen kẽ một số mắt lọc RLC với vài tầng khuếch đại (lọc phân bố)

- Mắc một mạch lọc gồm nhiều mắt lọc với một bộ khuếch đại nhiều tầng (lọc tập trung).

- Ghép hồi tiếp từ đầu ra về đầu vào bộ khuếch đại thông qua các khâu lọc *RC* (lọc tích cực RC)



Hình 5.1. Các dạng sơ đồ khuếch đại chọn lọc.
a) bộ khuếch đại chọn lọc phân bố; b) bộ khuếch đại chọn lọc tập trung; c)bộ lọc tích cực RC.

Thường cố gắng mắc các phần tử chọn lọc ngay ở đầu vào bộ khuếch đại để tránh quá áp và tránh điều chế giao thoa.

5.1.3. Vấn đề ổn định của bộ khuếch đại

Như đã xét trong chương *4*, ở tần số cao, phải kể đến ảnh hưởng của *hồi tiếp* từ đầu ra về đầu vào bộ khuếch đại *thông qua điện dung giữa cực của phần tử khuếch đại*. Đặc biệt trong bộ *khuếch đại chọn lọc trở kháng tải rất lớn*, do đó hệ số khuếch đại của mạch rất lớn làm *tăng điện áp hồi tiếp* về đầu vào có thể dẫn đến hiện tượng tự kích của mạch.

Biết rằng, hệ số khuếch đại của một bộ khuếch đại có hồi tiếp được xác định theo biểu thức (2.1). Theo đó, nếu

$$|1 + KK_{ht}| \leq 1 \tag{5.1}$$

thì mạch có hồi tiếp dương. Từ (5.1) suy ra điều kiện tự kích của mạch :

$$KK_{ht} \geq 1 \tag{5.2}$$

Vậy hệ số khuếch đại của mạch càng lớn thì mạch càng kém ổn định. Từ điều kiện (5.2), theo [4], người ta đã chứng minh được rằng : giới hạn của hệ số khuếch đại để đảm bảo ổn định, có thể xác định theo điều kiện (5.3) :

$$K_s = (0{,}45 \div 0{,}63)\sqrt{S/\omega C_{12}}\ , \tag{5.3}$$

trong đó K_s – hệ số khuếch đại ổn định ;
S – hỗ dẫn của phần tử tích cực ;
ω – tần số công tác ;
C_{12} – điện dung hồi tiếp từ đầu ra về đầu vào.

Để mạch làm việc ổn định, hệ số khuếch đại K của nó phải luôn luôn nhỏ hơn hoặc tối đa là bằng hệ số khuếch đại ổn định K_s.

Tần số làm việc càng cao, càng khó đạt được hệ số khuếch đại lớn, nếu cần đảm bảo ổn định.

Hạn chế hệ số khuếch đại không phải là một biện pháp tích cực, nhưng được áp dụng rộng rãi trong các bộ khuếch đại dùng đèn điện tử. Với các tranzistor, dùng biện pháp này không có lợi, vì C_{12} của tranzistor lớn, do đó K_s nhỏ và hệ số khuếch đại K cũng buộc phải nhỏ.

Một biện pháp tích cực để đảm bảo ổn định mà không làm giảm hệ số khuếch đại là *biện pháp trung hòa*. Ở đây người ta dùng một mạch hồi tiếp bên ngoài để khử tác dụng hồi tiếp bên trong. Mạch đó được gọi là mạch trung hòa. Mạch trung hòa là một mạng bốn cực mắc từ đầu ra về đầu vào và song song với mạng bốn cực khuếch đại, do đó dẫn nạp của một mạng bốn cực khuếch đại có trung hòa được xác định như sau :

$$Y_{ij}^* = Y_{ij} + y_{ij} \tag{5.4}$$

Y_{ij}^* – dẫn nạp của phần tử khuếch đại có trung hòa ;

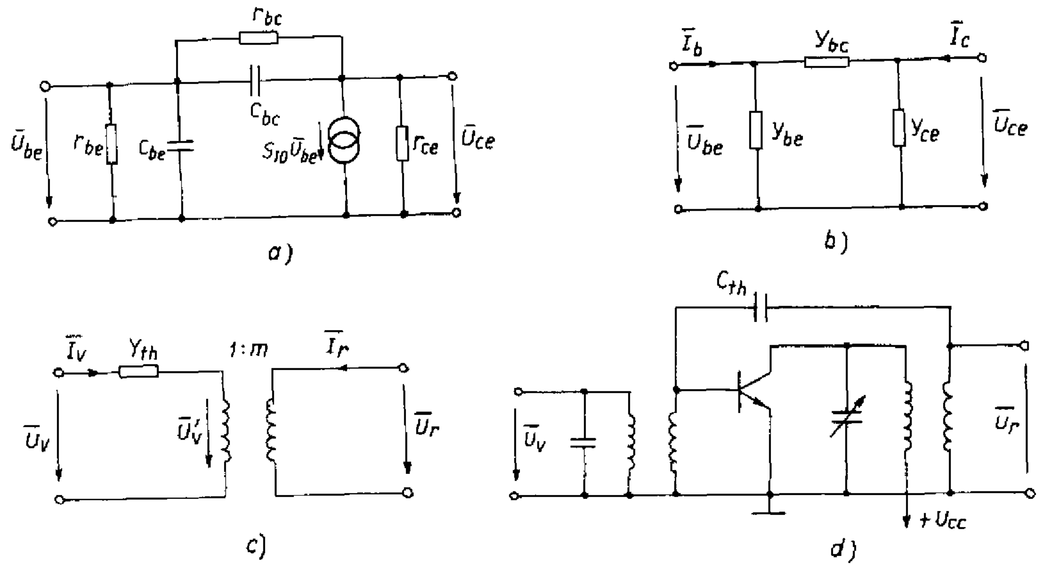
Y_{ij} – dẫn nạp của mạng bốn cực khuếch đại ;

y_{ij} – dẫn nạp của mạng bốn cực trung hòa.

Khảo sát sơ đồ tương đương và các phương trình của nó, đã cho thấy chính Y_{12} gây ra hồi tiếp từ đầu ra về đầu vào, do đó mạch trung hòa có nhiệm vụ làm triệt tiêu Y_{12}, sao cho :

$$Y_{12}^* = Y_{12} + y_{12} = 0 \tag{5.5}$$

Có thể minh họa hiện tượng hồi tiếp gây ra mất ổn định và quá trình trung hòa bởi sơ đồ trên hình 5.2 (so sánh với hình 4.6b).



Hình 5.2. Minh họa vấn đề trung hòa trong các bộ khuếch đại chọn lọc .
a) sơ đồ tương đương cao tần của bộ khuếch đại ; b) sơ đồ tương đương của a) ;
c) biến áp ghép hồi tiếp ; d) sơ đồ bộ khuếch đại dùng tranzistor có trung hòa.

Trong sơ đồ hình 5.2a để đơn giản, ta bỏ qua điện trở mặt ghép bazo $r_{bb'}$, điều này về cơ bản không ảnh hưởng đến kết quả tính.

Gọi Y_{be}, Y_{bc} và Y_{ce} là dẫn nạp giữa ba mặt ghép bazơ, emito và colecto (hình 5.2b), theo định luật Ôm ta xác định được ;

$$\overline{I}_b = Y_{be}\overline{U}_{be} + Y_{bc}(\overline{U}_{be} - \overline{U}_{ce}) = (Y_{be} + Y_{bc})\overline{U}_{be} - Y_{bc}\overline{U}_{ce}$$

Từ đó suy ra dẫn nạp hồi tiếp

$$Y_{12} = -Y_{bc} = -\left(\frac{1}{r_{bc}} + j\omega C_{bc}\right)$$

Ta thấy rằng, mạng bốn cực hồi tiếp là một mạch di pha π và mang tính chất dung kháng. Trong thực tế, mạch trung hòa được xây dựng thông qua một biến áp như hình 5.2c. Dẫn nạp của cuộn dây được biểu diễn bởi Y_{th}. Nếu coi biến áp là lý tưởng, ta có $\overline{U}_r = -m\overline{U}'_v$, theo định luật Ôm có thể viết :

$$\overline{I}_v = Y_{t.h}(\overline{U}_v - \overline{U}'_v) = Y_{th}\left(\overline{U}_v + \frac{\overline{U}_r}{m}\right)$$

hoặc

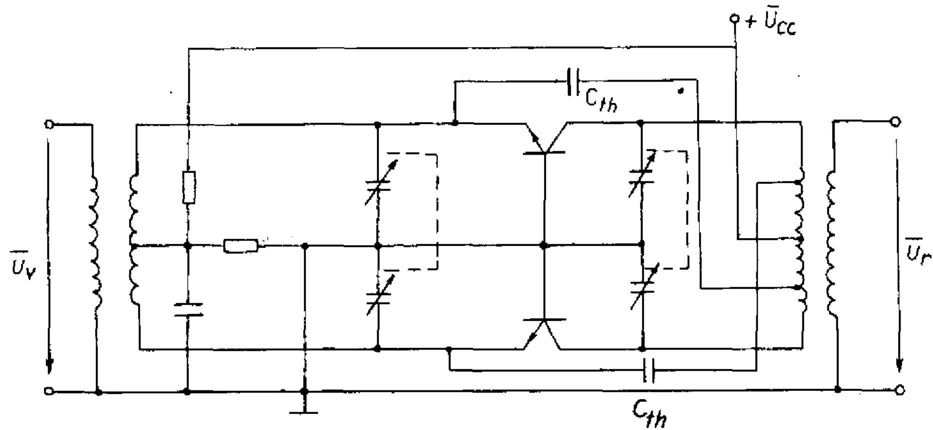
$$y_{12} = \frac{Y_{th}}{m}$$

Theo quan hệ (5.5) của một mạng bốn cực khuếch đại có trung hòa, ta có :

$$Y_{12}^* = Y_{12} + y_{12} = \frac{Y_{th}}{m} - \left(\frac{1}{r_{bc}} + j\omega C_{bc}\right) = 0$$

Vậy dẫn nạp Y_{th} gồm hai thành phần : một điện trở $R_{th} = r_{bc}/m$ song song với một tụ điện $C_{th} = mC_{bc}$.

Trong thực tế, điện trở R_{th} là điện trở tương đương của cuộn dây biến áp và người ta *chỉ mắc thêm một tụ điện trung hòa* C_{th} vào mạch. Biến áp dùng trong mạch trung hòa thực chất là biến áp ra của một bộ khuếch đại (hình 5.2d). Trên biến áp thứ cấp có thêm một đầu ra phụ để mắc phần tử trung hòa C_{th}.

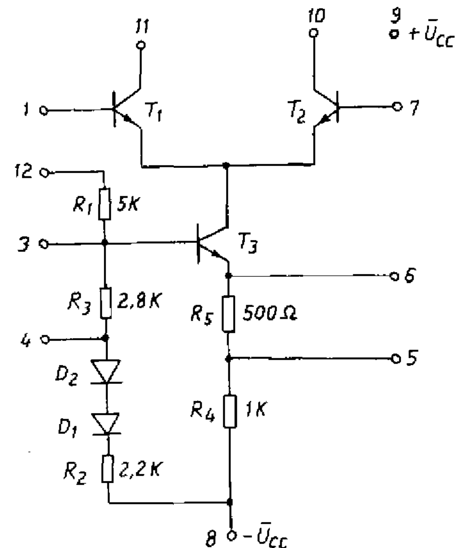


Hình 5.3. Sơ đồ bộ khuếch đại đối xứng tải cộng hưởng có mắc mạch trung hòa.

Nói chung, các bộ khuếch đại công suất cao tần, chế độ C thường được thực hiện theo sơ đồ bazo chung trên hình 5.3. Vì bazo được nối đất về cao tần, nên nó đóng vai trò như một màn ngăn tĩnh điện giữa colecto và emito, điều đó cho phép bộ khuếch đại làm việc ở tần số rất cao. Nhờ mắc tranzistor theo kiểu đẩy kéo mà có thể tăng công suất ra lên gấp đôi trong khi công suất kích thích không thay đổi. Ở đây tụ điện trung hòa C_{th} được mắc từ cuộn sơ cấp biến áp ra về đầu vào. Sơ đồ này có thể làm việc ổn định ở tần số rất cao.

5.1.4. Một số sơ đồ khuếch đại chọn lọc dùng tranzistor lưỡng cực và tranzistor trường

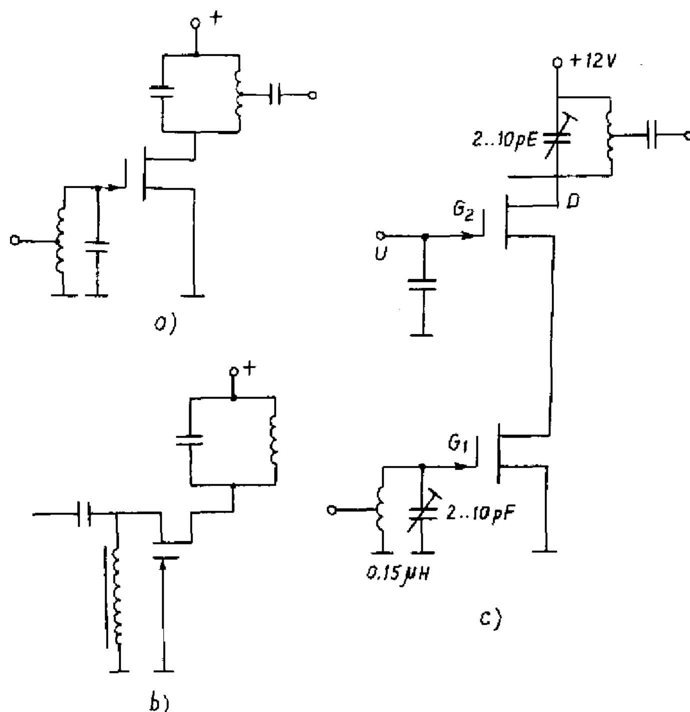
Trong thực tế, người ta đã sản xuất một số vi mạch dùng làm *mạch khuếch đại chọn lọc*. Ví dụ vi mạch *MA3005* hoặc *MA3006* của Tiệp Khắc cũ là các vi mạch được dùng phổ biến (hình 5.4). Loại này có thể làm việc tới tần số 120MHz. Đây là một bộ khuếch đại vi sai gồm T_1, T_2 nối với nguồn dòng T_3. hệ số khuếch đại của nó được điều khiển bởi một điện áp xoay chiều đặt lên chân 3. Nếu thay đổi điện áp một chiều đặt lên chân 3 thì dòng emito của bộ khuếch đại thay đổi, do đó hỗ dẫn của T_1 và T_2 thay đổi làm cho hệ số khuếch đại thay đổi theo.



Hình 5.4. Vi mạch khuếch đại vi sai MA3005/MA3006.

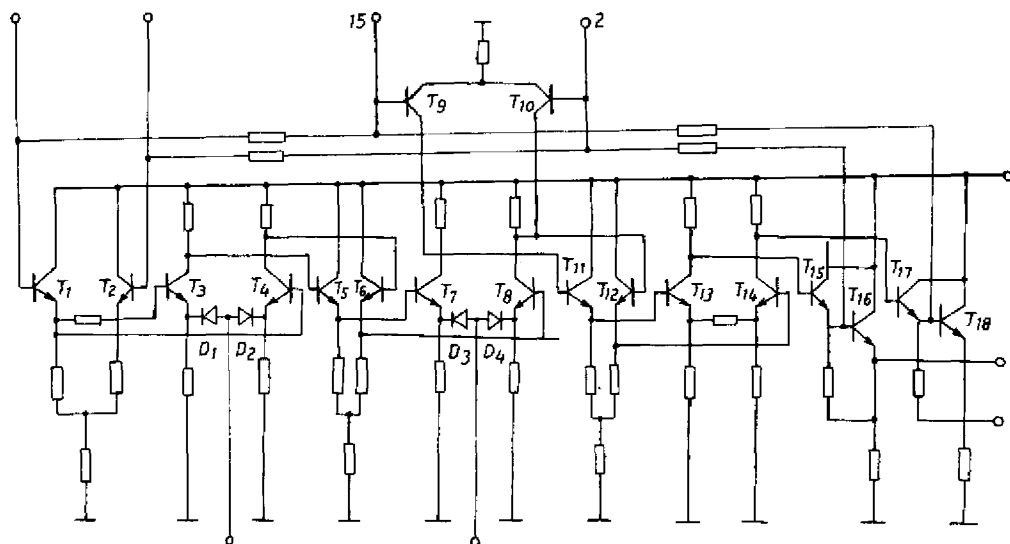
Cũng có thể mắc mạch trên thành sơ đồ Kaskode, rất thích hợp với bộ khuếch đại chọn lọc vì điện kháng hồi tiếp của sơ đồ Kaskode $Y_{12} \approx 0$. Nếu nối các chân *1* và *7* của vi mạch nói trên với một điện áp xoay chiều, để thay đổi hệ số khuếch đại của mạch, đồng thời đưa điện áp vào chân 3 và lấy điện áp ra ở chân *10* và *11*, ta sẽ có mạch Kaskode. Nếu điện thế chân *1* và *7* bằng nhau, thì dòng tĩnh qua T_1 và T_2 có thể coi là bằng nhau, nếu điện thế của chúng chênh lệch nhau ít nhất là 120 mV thì một trong hai tranzistor ngắt, tranzistor còn lại dẫn toàn bộ dòng của T_3. Như vậy sự thay đổi hệ số khuếch đại trong trường hợp này không ảnh hưởng đến chế độ làm việc của T_3.

Cũng với vi mạch *MA3005/MA3006* có thể xây dựng một bộ trộn tần bằng cách đưa một tín hiệu vào cửa *3*, tín hiệu còn lại hoặc vào cửa *7* hoặc vào cửa *1*.



Hình 5.5. Các bộ khuếch đại chọn lọc dùng *Fet*.
a) sơ đồ nguồn chung ; b) sơ đồ cửa chung ; c) sơ đồ Kaskode dùng *MISFET* 4 cực (BF900).

Trên hình 5.5 là một số sơ đồ khuếch đại chọn lọc dùng *Fet*. Các loại *JFet* (SFET) và MISFET kênh *n* tự dẫn (chương 1) có điện dung hồi tiếp (C_{12} < *0,1 ... 0,5pF*) rất nhỏ, nên rất thích hợp đối với tầng khuếch đại chọn lọc. Chúng được mắc theo sơ đồ

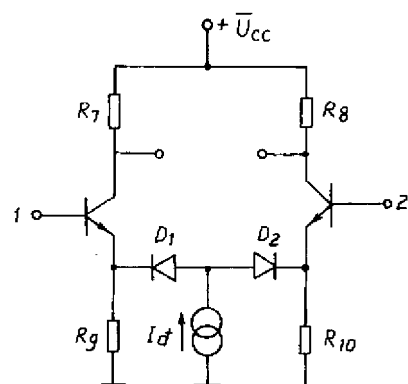


Hình 5.6. Bộ khuếch đại trung tần tín hiệu hình.

nguồn chung hoặc cửa chung. Với sơ đồ cửa chung, lượng hồi tiếp rất nhỏ, do đó không cần mạch trung hòa. Tuy nhiên *hỗ dẫn của Fet khá bé, nên hệ số khuếch đại của các mạch dùng Fet* cũng bé. Đặc biệt loại *MISFET* 4 cực có điện dung hồi tiếp giữa cực máng D và cực cửa G_1 rất nhỏ, khoảng 0,025pF, nên có thể dùng cả ở khu vực siêu cao tần.

Trên hình 5.5c là một sơ đồ như vậy, loại *Fet* được dùng ở đây là *BF900*, có tần số làm việc f = 200 MHz và hệ số khuếch đại K = 164 = 22,2 dB. Để điều chỉnh hệ số khuếch đại, *người ta thay đổi điện áp một chiều đặt lên* G_1 và G_2 hoặc thay đổi điện áp từng cực riêng rẽ.

Hình 5.6 biểu diễn sơ đồ mạch khuếch đại trung tần hình, nó là một phần của vi mạch *A240D*. Mạch có hệ số khuếch đại $K \approx (60 \div 70)$ dB, tần số giới hạn trên ≈ 50 MHz (nối với bộ lọc có tần số trung tâm ≈ 38MHz và dải tần 7,6MHz), điện áp vào cực tiểu của mạch là 190μV, khả năng thay đổi hệ số khuếch đại : 62 dB. Tầng ra của mạch gồm T_{15} ... T_{18} mắc theo sơ đồ lặp - Darlington.



Hình 5.7. Bộ khuếch đại vi sai có hệ khuếch đại điều khiển được theo I_d.

Các tầng T_3/T_4 và T_7/T_8 là các tầng khuếch đại có hệ số khuếch đại thay đổi. Nguyên lý làm việc của các tầng đó được minh họa trên hình 5.7. Khi dòng điều khiển I_d thay đổi thì điểm làm việc của D_1 ... D_4 thay đổi, do đó điện trở thông của điot thay đổi làm cho mức hồi tiếp âm của bộ khuếch đại thay đổi và hệ số khuếch đại thay đổi theo. Các bộ khuếch đại tải emito : T_1/T_2, T_5/T_6 và T_{11}/T_{12} dùng để ghép các tầng với nhau. Nhờ đó có thể mở rộng dải tần công tác của bộ khuếch đại và giảm được ảnh hưởng của quá trình điều chỉnh hệ số khuếch đại đến các tham số của bộ khuếch đại. Để định điểm làm việc, dùng hồi tiếp âm từ tầng ra đưa về tầng vào. Đối với tín hiệu hữu ích, mạch hồi tiếp này được nối tắt qua điện dung mắc giữa chân *2* và chân *15*.

5.2. Bộ khuếch đại dải rộng

5.2.1. Đặc điểm

Các bộ khuếch đại *tần số thấp* thường làm việc trong dải tần từ *vài chục Hz đến vài chục kHz*. Các bộ khuếch đại video làm việc trong dải tần rộng hơn, từ 0 Hz đến vài chục hoặc một trăm MHz. Về nguyên tắc, có thể dùng các sơ đồ khuếch đại đã xét ở chương *4* để khuếch đại tín hiệu dải rộng. Tuy nhiên, khi thiết kế phải chú ý dùng các biện pháp để nâng cao dải tần công tác của mạch.

Bộ khuếch đại *dải rộng thường có điện trở tải khá nhỏ (nhỏ hơn 1kΩ)*. Điện trở này cùng với các tụ điện mắc song song với nó *xác định tần số giới hạn trên của mạch*. Tần số giới hạn dưới của bộ khuếch đại phụ thuộc vào mạch ghép của nó với tầng trước và được xác định bởi biểu thức (2.22c).

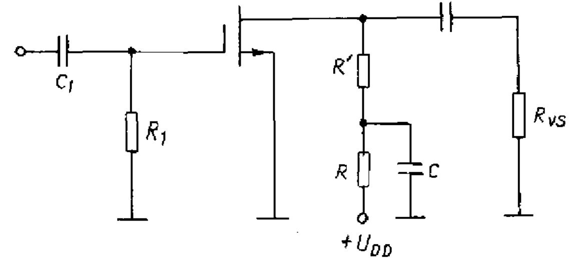
5.2.2. Các biện pháp mở rộng dải tần của bộ khuếch đại

Để mở rộng dải tần công tác của bộ khuếch đại có thể dùng nhiều *biện pháp như dùng mạch hồi tiếp âm* (mục 2.4.6), *dùng mạch Kaskode (mục 4.9), mắc mạch theo kiểu bazo chung hoặc dùng các bộ khuếch đại vi sai có điện trở tải nhỏ*. Ngoài ra còn có một số mạch đặc biệt khác. Sau đây sẽ xét một số mạch như vậy.

5.2.2.1. Các biện pháp nhằm giảm tần số giới hạn dưới

Trên hình 5.8 là sơ đồ một bộ khuếch đại áp dụng mạch bù nối tiếp nhằm giảm tần số giới hạn dưới của bộ khuếch đại.

Trong mạch điện này, thành phần tần số thấp bị phân áp qua tụ điện ghép C_1 và điện trở vào R_1 sẽ được bù lại nhờ mắc thêm mạch bù RC nối tiếp với điện trở R' của mạch. Ở tần số cao, điện trở ra của mạch là R', ở tần số thấp phải kể đến cả phần trở kháng do C ($R << 1/j\omega C$) tạo nên. Để đảm bảo mạch bù làm việc hiệu quả trong dải tần công tác, mạch phải thỏa mãn điều kiện (5.6) trong đó, R_i là điện trở trong của phần tử khuếch đại ; R_{vs} điện trở vào tầng sau:



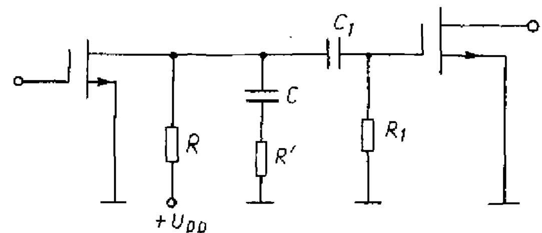
Hình 5.8. Mạch khuếch đại dùng mạch bù nối tiếp để giảm tần số giới hạn dưới.

$$|R' + \frac{1}{j\omega C}| << R_i, R_{vs} , \tag{5.6}$$

Với điều kiện (5.6), điện trở ra của mạch không phụ thuộc vào điện trở trong cũng như không phụ thuộc vào điện trở vào tầng sau. Điều kiện (5.7) là điều kiện để đảm bảo bù hoàn toàn:

$$\tau_a = CR' = \tau_k = C_1R_1 \tag{5.7}$$

Cũng có thể dùng mạch bù song song trên hình 5.9 để mở rộng dải tần công tác của bộ khuếch đại về phía tần số thấp. Do mắc thêm phần mạch $R'C$ song song với điện trở ra R, nên ở tần số cao trở kháng ra của mạch giảm. Với mạch này, điều kiện để bù hoàn hoàn cũng được xác định bởi biểu thức (5.7). Nguyên tắc bù của các mạch trên đây là dùng một mạch lọc thông thấp ($R'C$) để bù lại hiệu ứng của một mạch lọc thông cao (R_1C_1).



Hình 5.9. Mạch khuếch đại dùng bù song song để giảm tần số giới hạn dưới.

Để giảm tần số giới hạn dưới, người ta còn dùng mạch khuếch đại có hiệu ứng Bootstrap (hình 4.6c). Nhờ hiệu ứng Bootstrap trở kháng vào của mạch tăng, do đó tần số giới hạn được xác định theo biểu thức (2.22c) giảm.

Ngoài ra, các vi mạch khuếch đại một chiều và các mạch khuếch đại ghép điện áp một chiều (hình 4.7a) là những sơ đồ lý tưởng có tần số giới hạn dưới $f_d = 0$ Hz.

5.2.2.2. Các biện pháp nhằm tăng số giới hạn trên

Ngoài biện pháp *dùng hồi tiếp âm, để nâng cao tần số giới hạn trên* (chương 2 và chương 3) và các cách mắc bazo chung, Kaskode, còn có thể dùng một số mạch khác. Hình 5.10 biểu diễn một số mạch như vậy.

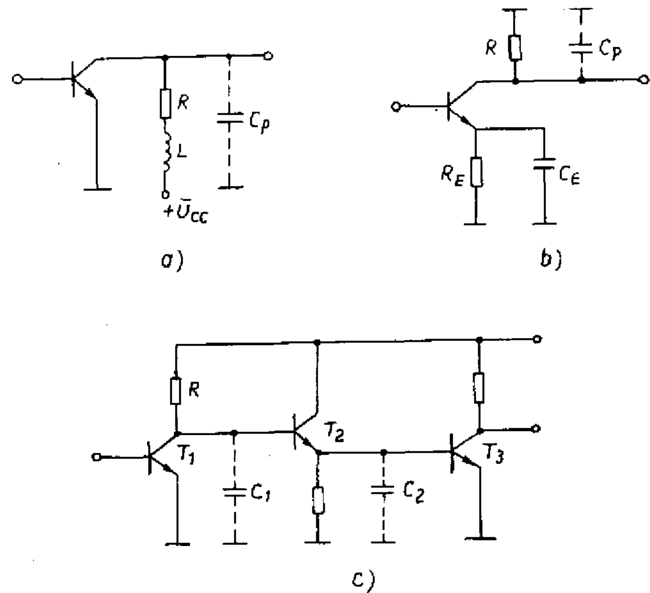
Có thể dùng điện cảm L để bù ảnh hưởng của C_p ở phạm vi cao tần như trên hình 5.10a. Lúc này L, C_p và R tạo thành một mạch cộng hưởng song song, tại tần số cộng hưởng, trở kháng của mạch $R_{td} = qR$; q thường lấy giá trị từ 1/3 đến 1/2, lúc đó

$$L = qR^2C \tag{5.8}$$

Một biện pháp khác thường được áp dụng là dùng *mạch hồi tiếp âm phụ thuộc tần số* như trên hình 5.10b. Điện dung C_E mắc song song với điện trở hồi tiếp R_E có tác dụng nâng cao tần số giới hạn trên của mạch. Điều kiện bù được viết như sau :

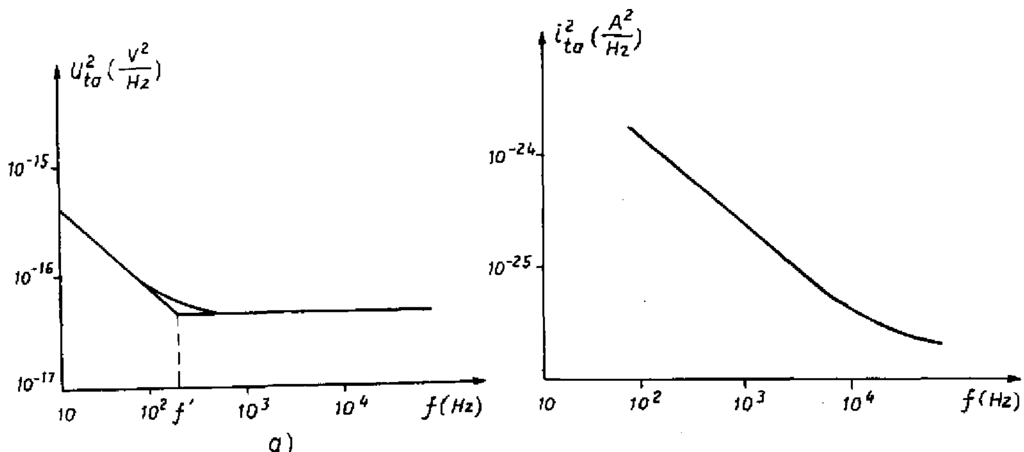
$$C_E R_E = \frac{R_r \cdot R}{R_r + R} \cdot C_p \tag{5.9}$$

Để tăng tần số giới hạn trên, người ta còn mắc mạch như trên hình 5.10c. Tụ C_p được chia thành 2 phần C_1 và C_2 bởi một mạch đệm mắc theo kiểu mạch lắp emito. Vì điện dung vào của tầng tải emito hơn điện dung ra của nó β lần, hơn nữa C_2 luôn luôn lớn hơn C_1, nên do cách mắc này tần số giới hạn trên có thể tăng lên 2 đến 3 lần.



Hình 5.10. Các sơ đồ minh họa các biện pháp nhằm nâng cao tần số giới hạn trên.

Ở siêu cao tần, để tăng tần số giới hạn trên, người ta dùng bộ khuếch đại phân bố mà mạch ghép giữa các tầng là mạch ghép *RLC*. Trong phạm vi cuốn sách này ta không xét bộ khuếch đại đó.



Hình 5.11. Điện áp phổ tạp âm (a) và dòng điện phổ tạp âm (b) của một bộ khuếch đại thuật toán.

Ngày nay, người ta đã sản xuất được các vi mạch khuếch đại dải rộng. Vi mạch trên hình 5.4 cũng có thể dùng để khuếch đại tín hiệu video. *Lúc đó phải thay thế mạch cộng hưởng bởi một tải điện trở có trở kháng thấp và phải chọn nguồn tín hiệu có điện trở trong nhỏ.*

5.3. Tạp âm khuếch đại

Các bộ khuếch đại lý tưởng, có hệ số khuếch đại đủ lớn, có thể khuếch đại được mọi tín hiệu dù tín hiệu đó yếu đến đâu. Điều đó không đúng đối với các bộ khuếch đại thực, vì trong bộ khuếch đại thực, bên cạnh tín hiệu hữu ích còn có tạp âm. *Tạp âm sẽ lấn át tín hiệu hữu ích có biên độ nhỏ, hạn chế khả năng khuếch đại tín hiệu này tức là làm giảm độ nhạy của bộ khuếch đại.* Có hai loại tạp âm : tạp âm ngoài và tạp âm nội bộ. Tạp âm ngoài còn gọi là nhiễu, sinh ra do các trường điện (nhiễu do nguồn cung cấp, nhiễu công nghiệp) tạp âm nội bộ là những đột biến về điện áp và dòng điện xảy ra trong các phần tử và các mạch điện. *Ta chỉ quan tâm đến tạp âm nội bộ là loại tạp âm thuộc phạm vi có thể khống chế được.* Trong tạp âm nội bộ, ta phân biệt : tạp âm nhiệt, tạp âm điện dẫn xáo động, tạp âm phân bố dòng điện và tạp âm bán dẫn.

Vì đặc tính tĩnh của tạp âm không thay đổi theo thời gian, do đó có thể *dùng trị trung bình theo thời gian để biểu diễn đặc tính tĩnh của tạp âm.*

5.3.1. Điện áp phổ tạp âm, dòng điện phổ tạp âm

Tạp âm trắng là tạp âm có mật độ phổ công suất *dp/df* không phụ thuộc tần số. Ngược lại các loại tạp âm khác, có mật độ phổ công suất phụ thuộc tần số.
Trong nhiều trường hợp, người ta thường dùng *điện áp phổ tạp âm và dòng điện phổ tạp âm để tính toán cho đơn giản.*

Điện áp phổ tạp âm u_{ta}, dòng điện phổ tạp âm i_{ta} là *trị hiệu dụng của điện áp tạp âm hoặc dòng điện tạp âm trong dải tần có độ rộng B = 1Hz.*

Có thể định nghĩa các tham số đó một cách chính xác hơn như sau :

Bình phương điện áp phổ tạp âm là vi phân bình phương trị hiệu dụng của điện áp tạp âm theo tần số, cũng có thể định nghĩa cho dòng điện phổ tạp âm tương tự như vậy.

Nghĩa là

$$u_{ta}^2 = \frac{dU_{ta}^2}{df} \text{ hay } U_{ta} = \sqrt{\int_{f_t}^{f_c} u_{ta}^2 \, df} \qquad (5.10)$$

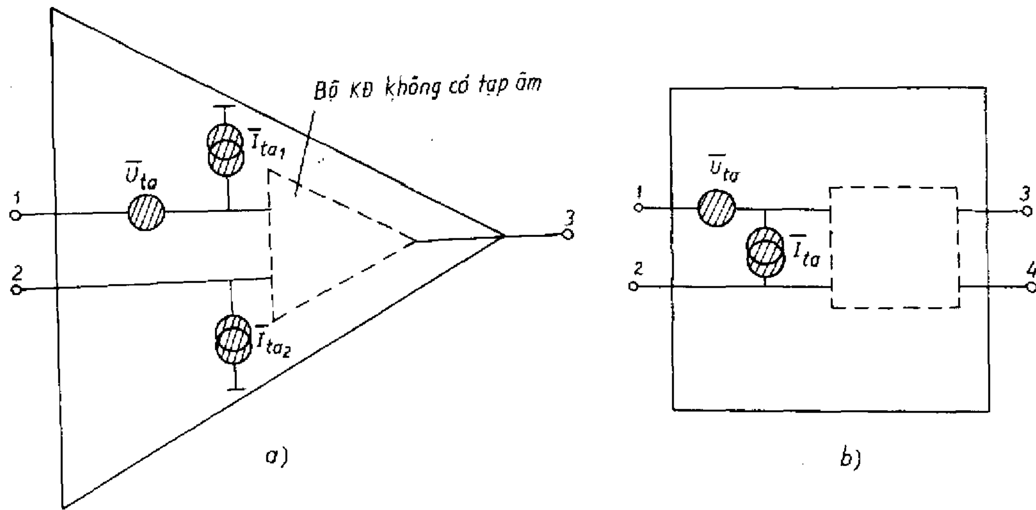
Hoặc

$$i_{ta}^2 = \frac{dI_{ta}^2}{df} \text{ hay } I_{ta} = \sqrt{\int_{f_t}^{f_c} i_{ta}^2 \, df} \qquad (5.11)$$

trong đó u_{ta}, i_{ta} là điện áp và dòng điện phổ tạp âm có thứ nguyên $V/\sqrt{Hz}$ và $A/\sqrt{Hz}$
$U_{ta}^{(V)}$, $I_{ta}^{(A)}$ là trị hiệu dụng của điện áp tạp âm và dòng điện tạp âm trong dải tần $B = f_c - f_t$. f_c, f_t là tần số cao nhất và thấp nhất của dải tần, tính theo Hz.

5.3.2. Sơ đồ tương đương tạp âm của bộ khuếch đại

Trong một bộ khuếch đại nhiều tầng, có rất nhiều nguồn tạp âm. *Ta coi như bộ khuếch đại không có tạp âm để tính toán, mắc ở đầu vào bộ khuếch đại một nguồn điện áp tạp âm và một nguồn dòng điện tạp âm* (hình 5.12). Bằng cách đó, có thể so sánh tạp âm với tín hiệu và tìm được tỷ số tín hiệu/tạp âm một cách dễ dàng. *Khi ngắn mạch đầu vào bộ khuếch đại, nguồn điện áp tạp âm* U_{ta} tạo nên trên đầu ra một tạp âm bằng tạp âm bộ khuếch đại *thực về biên độ và pha.*



Hình 5.12. Sơ đồ tương đương tạp âm của bộ khuếch đại .
a) với đầu vào đối xứng ; b) với đầu vào không đối xứng

Tương tự như vậy, *khi hở mạch đầu vào bộ khuếch đại, nguồn dòng điện tạp âm* I_{ta1}, I_{ta2} tạo nên trên đầu ra một tạp âm bằng tạp âm của bộ khuếch đại *thực*. Ảnh hưởng của tạp âm (đến công tác của bộ khuếch đại) *còn phụ thuộc vào điện trở trong* của nguồn tín hiệu. Lúc đó ngoài nguồn điện áp tạp âm U_{ta}, *còn thành phần tạp âm do hạ áp của dòng* I_{ta} trên điện trở *trong nguồn tín hiệu.*

Tạp âm của bộ khuếch đại nhiều tầng *chủ yếu do tầng vào quyết định. Vì vậy khi điện trở trong của nguồn tín hiệu nhỏ* ($<< 50k\Omega$) thì tầng vào nên *dùng tranzistor lưỡng cực, ngược lại nếu điện trở trong lớn thì dùng tranzistor trường ở tầng vào.*

5.3.3. Phân tích tạp âm

Như đã nói ở trên, có nhiều nguyên nhân gây ra tạp âm trong bộ khuếch đại. Đại diện cho mỗi loại tạp âm là một nguồn tạp âm. Ta giả thiết các nguồn tạp âm này *độc lập với nhau.* Trong trường hợp này ta *coi bình phương tạp âm ở đầu ra là tổng bình phương các tạp âm đầu vào, vì công suất tạp âm đầu ra là tổng công suất tạp âm đầu vào.* Trong thực tế, ngay cả khi các nguồn tạp âm này không hoàn toàn độc lập, thì sai số khi tính toán như vậy cũng rất nhỏ và có thể bỏ qua.

Các bước phân tích tạp âm của một hệ thống tuyến tính có thể tóm tắt như sau :

Bước 1 : Cho tất cả các nguồn tín hiệu và nguồn điện áp cung cấp bằng không.

Bước 2 : Vẽ sơ đồ tương đương xoay chiều.

Bước 3 : Biểu diễn mỗi loại tạp âm bằng một nguồn tương đương tạp âm.

Bước 4 : Tính điện áp phổ tạp âm u_{tar} ở đầu ra như sau :

– Tính các tạp âm thành phần $|u_{tar1}|$, $|u_{tar2}|$, $|u_{tar3}|$ ... của các nguồn tạp âm khác nhau theo biểu thức (5.12)

$$u_{tari} = K(f)u_{tai} \quad (5.12)$$

trong đó, $K(f)$ là hàm truyền đạt của bộ khuếch đại.

Khi tính toán coi như nguồn tạp âm là một đại lượng hình sin.

– Lập tổng bình phương các tạp âm thành phần, sẽ nhận được :

$$u_{tar} = \sqrt{|u_{tar1}|^2 + |u_{tar2}|^2 + ... + |u_{tarn}|^2} \quad (5.13)$$

Bước 5 : Xác định trị hiệu dụng của điện áp tạp âm ra theo biểu thức (5.10).

Bước 6 : Xác định điện áp phổ tạp âm tương đương ở đầu vào tương ứng với điện áp tạp âm tổng ở đầu ra theo thứ tự sau :

– Tính hàm truyền đạt của phần mạch mắc giữa nguồn tín hiệu vào và đầu ra.

– u_{tatd} là thương của điện áp phổ tạp âm ở đầu ra u_{tar} và trị tuyệt đối của hàm truyền đạt.

– Trị hiệu dụng U_{tatd} của điện áp tạp âm vào tương đương tính được theo biểu thức (5.10) bằng cách thay u^2_{tar} bởi u^2_{tatd} và U^2_{tdr} bởi U^2_{tatd}.

Ví dụ : yêu cầu tính điện áp tạp âm vào tương đương của sơ đồ trên hình 5.13. Giả thiết rằng các điện áp phổ tạp âm u_{ta1} và u_{ta2} cũng như dòng điện phổ tạp âm i_{ta} không phụ thuộc tần số (tạp âm trắng).

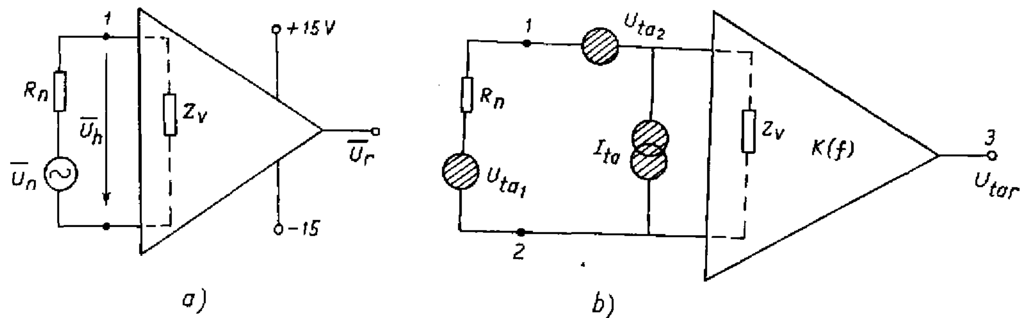
Bước 1 đến bước 3 : chuyển từ sơ đồ 5.13a sang sơ đồ 5.13b.

Bước 4 :

$$u_{tar}(f) = \sqrt{|K(f)|^2\left\{(u^2_{ta1} + u^2_{ta2})\left|\frac{Z_v}{Z_v + R_n}\right|^2 + i^2_{ta}R^2_n\left|\frac{Z_v}{Z_v + R_n}\right|^2\right\}} \quad (5.14)$$

Bước 5 :

$$U_{tar} = \sqrt{\int_{f_t}^{f_c} u^2_{tar}\, df}$$



Hình 5.13. Tính điện áp tạp âm tương đương đầu vào .
a) mạch điện ; b) sơ đồ tương đương tạp âm của a).

Bước 6 : Hàm truyền đạt giữa nguồn tín hiệu và đầu ra

$$K^{*} = \frac{\overline{U}_{r}}{\overline{U}_{n}} = \frac{\overline{U}_{r}}{\overline{U}_{h}} \cdot \frac{\overline{U}_{h}}{\overline{U}_{n}} = K\frac{Z_{v}}{Z_{v} + R_{n}}$$

$$u_{tatd} = \frac{u_{tar}(f)}{|K^{*}|} = \sqrt{u_{ta1}^{2} + u_{ta2}^{2} + i_{ta}^{2}R_{n}^{2}} \qquad (5.15)$$

Do đó

$$U_{tatd} = \sqrt{\int_{f_t}^{f_c} u_{tatd}^{2}df} = \sqrt{(u_{ta1}^{2} + u_{ta2}^{2} + i_{ta}^{2}R_{n}^{2})(f_{c} - f_{t})}$$

trong đó $(f_c - f_t)$ là dải phổ tạp âm, tính được từ hàm truyền đạt của bộ khuếch đại $K^{*}(f)$.

Ngoài ra khi tính tạp âm, còn phải lưu ý đến các quan hệ sau đây :

1) Điện áp tạp âm tổng của một mạch gồm *n* nguồn điện tạp âm độc lập mắc nối tiếp là căn của tổng bình phương các điện áp tạp âm thành phần

$$U_{tatd} = \sqrt{U_{ta1}^{2} + U_{ta2}^{2} + ... + U_{tan}^{2}}$$

Các nguồn điện áp tạp âm có giá trị nhỏ hơn ít nhất là một phần ba giá trị của các nguồn điện áp tạp âm khác đều có thể bỏ qua, sai số phạm phải trong trường hợp này nhỏ hơn 5%.

2) Tính trị số hiệu dụng của điện áp tạp âm với hệ số 6,6 là giá trị đỉnh của điện áp tạp âm.

3) Điện áp tạp âm của một điện trở được xác định theo biểu thức (5.16)

$$U_{ta} = \frac{40nV}{\sqrt{Hz}} \cdot \sqrt{\frac{R}{100k\Omega}B} \qquad (5.16)$$

4) Để giữ cho tạp âm ra của bộ khuếch đại nhỏ, chọn dải tần công tác của bộ khuếch đại nhỏ vừa đủ đối với tín hiệu hữu ích và nên chọn dùng các điện trở trị số nhỏ và ít tạp âm.

5.3.4. Dải tần của tạp âm, tỷ số tín hiệu trên tạp âm, hệ số tạp âm

1. Dải tần tương đương tạp âm B_{td} là dải tần của một bộ lọc thông dải *lý tưởng mà trị trung bình bình phương điện áp tạp âm ở đầu ra của nó khi đặt ở đầu vào một nguồn điện áp tạp âm trắng bằng trị trung bình của hệ thống thực.*

Định nghĩa trên đây cho thấy diện tích A_2 của hệ thống thực bằng diện tích A_1 của bộ lọc lý tưởng trên hình 5.14:

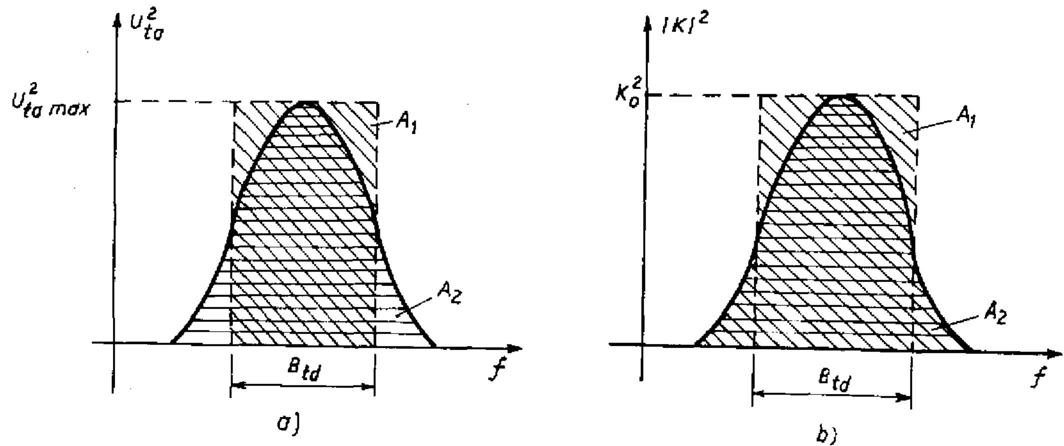
$$U^{2}_{tamax}B_{td} = \int_{f=0}^{\infty} u_{ta}^{2}(f)df \qquad (5.17)$$

hoặc

$$K_{0}^{2}B_{td} = \int_{f=0}^{\infty} |K(f)|^{2}df \qquad (5.18)$$

$K(f)$ – hệ số khuếch đại của hệ thống ;

K_0 – hệ số khuếch đại của hệ thống ở tần số trung bình



Hình 5.14. Minh họa định nghĩa về dải tần tạp âm .
a) tương đương biểu thức (5.17) ; b) tương ứng biểu thức (5.18).

2. Tỷ số tín hiệu trên tạp âm S/N. Mục đích của việc nghiên cứu tạp âm là để tìm cách hạn chế nó ở mức độ nhỏ so với tín hiệu hữu ích. Để so sánh tạp âm với tín hiệu người ta dùng tỷ số *S/N*. Tỷ số tín hiệu trên tạp âm được xác định theo biểu thức (5.19)

$$\frac{S}{N} = \frac{P_{th}}{P_{ta}} = \frac{X^2_{th}}{X^2_{ta}} \tag{5.19}$$

P_{th} – công suất tín hiệu ;

P_{ta} – công suất tạp âm ;

X_{th} – trị hiệu dụng của tín hiệu (U_{th} hoặc I_{th}) ;

X_{ta} – trị hiệu dụng cảu tạp âm (U_{ta} hoặc I_{ta}).

Có thể tính toán tỷ số *S/N* của sơ đồ trên hình 5.13 như sau :

$$\frac{S}{N} = \frac{U^2_{thr}}{U^2_{tar}} = \frac{|K^*|^2U^2_n}{|K^*|^2U^2_{tatd}} = \frac{U^2_n}{\int_{f_t}^{f_c}(u^2_{ta1} + u^2_{ta2} + i^2_{ta}R^2_n)df} = \frac{U^2_n}{u^2_{tar}B_{td}} \tag{5.20}$$

3. Hệ số tạp âm F. Hệ số tạp âm *F* là tỷ số *S/N* ở đầu vào với tỷ số *S/N* ở đầu ra.

$$F = \frac{P_{thv}/P_{tav}}{P_{thr}/P_{tar}} = \frac{P_{tar}}{K_pP_{tav}} =$$

$$= \frac{P_{tar}}{P_{tar}\text{ (khi bản thân bộ khuếch đại không có tạp âm)}} \tag{5.21}$$

P_{thv} – Công suất tín hiệu vào ;

P_{tav} – Công suất tạp âm vào ;

P_{thr} – Công suất tín hiệu ra ;

P_{tar} – Công suất tạp âm ra ;

K_p – Hệ số khuếch đại công suất.

Hệ số tạp âm thường được tính theo dB :

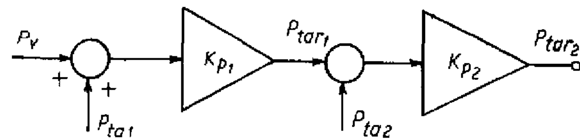
$$F[\text{dB}] = 10\log F$$

Hệ số tạp âm thường được dùng để so sánh tạp âm nhiều bộ khuếch đại với nhau trong cùng những điều kiện như nhau. Tuy nhiên, không phải khi nào hệ số tạp âm cực tiểu cũng là tốt, vì F giảm cả khi tạp âm đầu vào P_{tav} tăng. Vấn đề mấu chốt vẫn là phải tăng tỷ số S/N.

5.3.5. Tạp âm trong bộ khuếch đại nhiều tầng

Khi có nhiều tầng khuếch đại mắc nối tiếp, thì tính chất tạp âm của cả bộ khuếch đại chủ yếu được quyết định bởi tính chất tạp âm của tầng đầu. Ta sẽ chứng minh điều đó bằng cách tính tạp âm cho bộ khuếch đại gồm hai tầng khuếch đại trên hình 5.15.

Ta coi hai bộ khuếch đại đều không có tạp âm. Tạp âm nội của chúng được biểu diễn bởi hai nguồn tạp âm P_{ta1} và P_{ta2} ở đầu vào. Trên hình 5.15 có P_v là công suất tạp âm đưa đến đầu vào các bộ khuếch đại, còn P_{ta1} và P_{ta2} là các công suất tạp âm sinh ra trong hai tầng khuếch đại.



Hình 5.15. Tạp âm trong bộ khuếch đại nhiều tầng.

Ta có

$$P_{tar1} = (P_v + P_{ta1})K_{p1}$$

$$P_{tar2} = (P_{tar1} + P_{ta2})\, K_{p2}$$

K_{p1}, K_{p2} – hệ số khuếch đại công suất của hai tầng khuếch đại.

Cũng có thể viết

$$P_{tar2} = [(P_v + P_{ta1} + P_{ta2}]K_{p2} = (P_v + P_{ta1})K_{p1}K_{p2} + P_{ta2}K_{p2} \qquad (5.22)$$

Chia cả (5.22) cho tích hệ số khuếch đại công suất $K_{p1}K_{p2}$ ta nhận được ;

$$\frac{P_{tar2}}{K_{p1}K_{p2}} = P_v + P_{ta1} + \frac{P_{ta2}}{K_{p1}} \qquad (5.23)$$

Hai thành phần cuối của vế phải biểu thức (5.23) biểu diễn công suất tạp âm nội bộ xét đối với đầu vào của 2 tầng khuếch đại mắc nối tiếp trên hình 5.15. Từ đó ta nhận thấy công suất tạp âm của bộ khuếch đại thứ hai giảm đi K_{p1} lần trong biểu thức tạp âm của toàn hệ thống. Vậy tính chất tạp âm của bộ khuếch đại chủ yếu do tầng đầu quyết định.

Chương 6

TẦNG KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT

6.1. Những vấn đề chung về tầng khuếch đại công suất

Tầng khuếch đại công suất có nhiệm vụ đưa ra công suất đủ lớn để kích thích cho tải. Công suất ra của nó cỡ vài phần mười W đến lớn hơn 100 W. Công suất này được đưa đến tầng sau dưới dạng điện áp hoặc dòng điện có biên độ lớn. Khi khuếch đại tín hiệu lớn, các tranzistor không làm việc trong miền tuyến tính nữa, do đó *không thể dùng sơ đồ tương đương tín hiệu nhỏ để xét bộ khuếch đại như trong chương 4.*

Trong chương này, để nghiên cứu tầng khuếch đại công suất *dùng phương pháp đồ thị.*

6.1.1. Các tham số của tầng khuếch đại công suất

Hệ số khuếch đại công suất. Hệ số khuếch đại công suất K_p là tỉ số giữa công suất ra và công suất vào.

$$K_p = \frac{P_r}{P_v}$$

Hiệu suất. Hiệu suất là tỉ số giữa công suất ra P_r và công suất cung cấp một chiều P_o

$$\eta = \frac{P_r}{P_o}$$

Hiệu suất càng lớn thì công suất tổn hao trên colecto của tranzistor càng nhỏ.

Ngoài hai tham số trên đây, trong bộ khuếch đại công suất người ta còn quan tâm đến *trở kháng vào.* Yêu cầu trở kháng vào lớn tương đương với dòng tín hiệu vào nhỏ, nghĩa là mạch phải có hệ số khuếch đại dòng điện lớn.

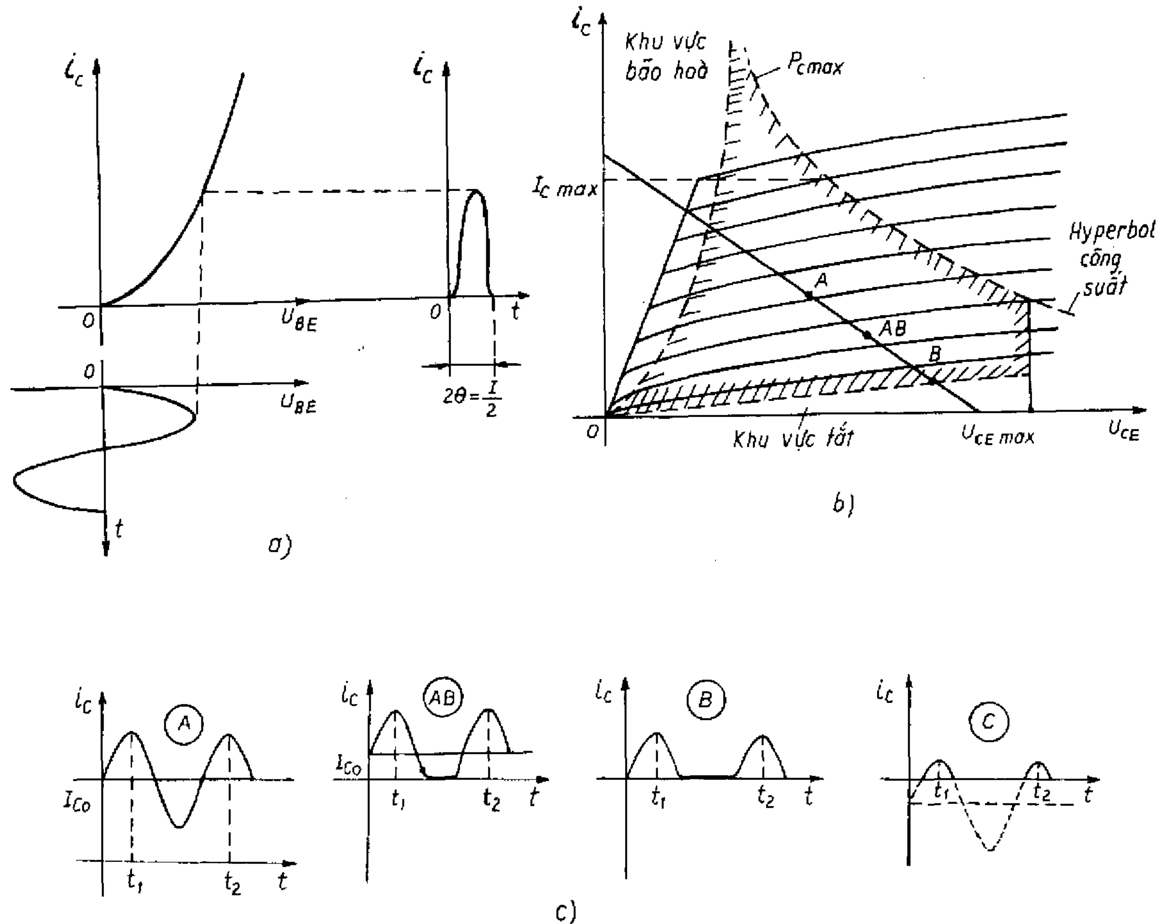
6.1.2. Chế độ công tác và định điểm làm việc cho tầng khuếch đại công suất

Tùy thuộc vào chế độ công tác của tranzistor, người ta phân biệt : bộ khuếch đại chế độ *A*, *AB*, *B* và *C*. Đồ thị trên hình 6.1 minh họa các chế độ khác nhau của tầng khuếch đại và dạng dòng điện ra trên colecto ứng với các chế độ đó. Hình 6.1b còn cho thấy miền làm việc cho phép của một tranzistor khuếch đại. Trên hình 6.1a cần lưu ý đến *góc cắt θ*. Với các chế độ khác nhau, góc cắt θ cũng khác nhau.

Chế độ A tín hiệu được khuếch đại gần như tuyến tính, góc cắt $\theta = T/2 = 180^o$. Khi tín hiệu vào hình sin thì ở chế độ *A dòng tĩnh colecto luôn luôn lớn hơn biên độ dòng điện ra.* Vì vậy *hiệu suất* của bộ khuếch đại *chế độ A rất thấp* (<50%).

Do đó chế độ *A* chỉ được dùng trong trường hợp công suất ra nhỏ (P_r < 1W).

Chế độ AB có góc cắt $90^o < \theta < 180^o$. Ở chế độ này có thể đạt hiệu suất cao hơn chế độ A (<70%), vì dòng tĩnh I_{co} lúc này nhỏ hơn dòng tĩnh ở chế độ *A*. Điểm làm việc nằm trên đặc *tuyến tải gần khu vực tắt của tranzistor.*



Hình 6.1. Minh họa chế độ công tác của tầng khuếch đại công suất .
a) đặc tuyến truyền đạt của tranzistor ; b) đặc tuyến ra của tranzitor ;
c) dạng dòng điện ra của tranzitor ứng với các chế độ công tác khác nhau
khi điện áp vào hình sin.

Chế độ B ứng với $\theta = 90^o$. Điểm làm việc tĩnh được xác định tại $U_{BE} = 0$. Chỉ một nửa chu kỳ âm (hoặc dương) của điện áp vào được tranzistor khuếch đại.

Chế độ C có góc cắt $\theta < 90^o$. Hiệu suất chế độ *C* khá cao (lớn hơn 78%), nhưng méo rất lớn. Nó thường được dùng trong các bộ *khuếch đại tần số cao và dùng với tải cộng hưởng* để có thể lọc ra được hài bậc nhất như mong muốn. Chế độ *C* còn được dùng trong mạch logic và mạch khóa.

Điểm làm việc tĩnh được xác định trong khu vực cho phép trên đặc tuyến tranzistor (hình 6.1b). Khu vực đó được giới hạn bởi : hyperbol công suất, đường thẳng ứng với dòng colecto cực đại, đường thẳng ứng với điện thế colecto-emito cực đại, đường cong phân cách với khu vực bão hòa và đường thẳng phân cách với khu vực tắt của tranzistor.

Ở chế độ động (khi có tín hiệu vào), điểm làm việc có thể vượt ra ngoài hyperbol công suất (nếu vẫn đảm bảo được điều kiện công suất tổn hao nhỏ hơn công suất tổn hao cho phép), nhưng không được vượt quá các giới hạn khác.

Có thể dùng các biện pháp đã trình bày trong chương 3 để cung cấp và ổn định điểm làm việc cho tầng khuếch đại công suất. Tuy nhiên, *ít khi dùng điện trở emito để ổn định* chế độ công tác, vì trong tầng khuếch đại công suất, *dòng lớn sẽ gây tổn hao lớn* trên điện trở này.

6.2. Những vấn đề chung về mạch điện tầng khuếch đại công suất

Mạch điện tầng khuếch đại công suất thường được phân loại theo bảng 6.1.

Tải của tầng công suất thường được mắc trực tiếp vào colecto hoặc emito của tranzistor công suất. Khi khuếch đại tín hiệu xoay chiều có thể ghép tải qua biến áp. mạch ghép biến áp (tải biến áp) cho hiệu suất cao nhưng cho qua dải tần hẹp và kích thước, trọng lượng lớn.

Bảng 6.1.

Tầng khuếch đại công suất				
Tầng khuếch đại chế độ A	Tầng khuyếch đại đẩy kéo (thường dùng chế độ B hoặc *AB*)			
	Đẩy kéo song song		Đẩy kéo nối tiếp	
	Tranzistor cùng loại	Tranzistor khác loại	Tranzistor cùng loại	Tranzistor khác loại

6.3. Tầng khuếch đại đơn (bộ khuếch đại chế độ *A*)

Trong tầng khuếch đại chế độ *A*, *điểm làm việc thay đổi đối xứng xung quanh điểm tĩnh*. So với tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ, nó chỉ khác là *biên độ tín hiệu lớn*. Tầng khuếch đại đơn hay dùng sơ đồ *emito chung* hoặc sơ đồ *lặp emito*, vì sơ đồ này có hệ số khuếch đại dòng điện lớn và méo phi tuyến nhỏ.

6.3.1. Sơ đồ emito chung

Hình 6.2 biểu diễn sơ đồ emito chung và minh họa nguyên tắc làm việc của tầng khuếch đại chế độ *A*.

Khi tín hiệu vào hình sin, công suất ra của tín hiệu được xác định theo biểu thức (6.1).

$$P_r = \frac{\hat{U}_{ce}\hat{I}_c}{2} = \frac{\hat{I}_c^2 R_C}{2} = \frac{\hat{U}_{ce}^2}{2R_C} \tag{6.1}$$

Căn cứ vào hình (6.2b) có thể xác định được các biên độ $\hat{U}_{ce}$ và $\hat{I}_c$ như sau :

$$\hat{I}_c = \frac{(I_{cmax} - I_{cmin})}{2} \text{ và } \hat{U}_{ce} = \frac{(U_{CEmax} - U_{CEmin})}{2}$$

Thay vào (6.1) ta có :

$$P_r = \frac{(U_{CEmax} - U_{CEmin})(I_{cmax} - I_{cmin})}{8} \quad (6.2)$$

Vậy khi vẽ được đường tải trên họ đặc tuyến ra, ta hoàn toàn có thể xác định được công suất ra. Ta sẽ nhận được *công suất ra lớn nhất* khi có điều kiện sau :

$U_{CEmax} - U_{CEmin} \approx U_{cc}$ tức $\hat{U}_{cemax} \approx U_{cc}/2$

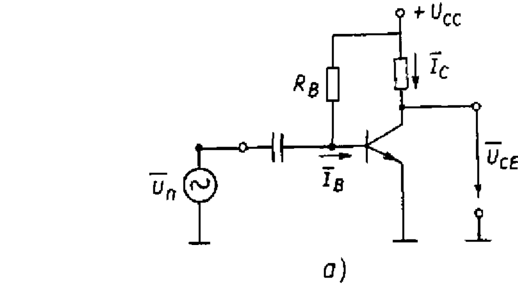
$I_{cmax} - I_{cmin} \approx 2I_{co}$ và $R_{Copt} = U_{cc}/2I_{co}$; lúc đó công suất ra cực đại :

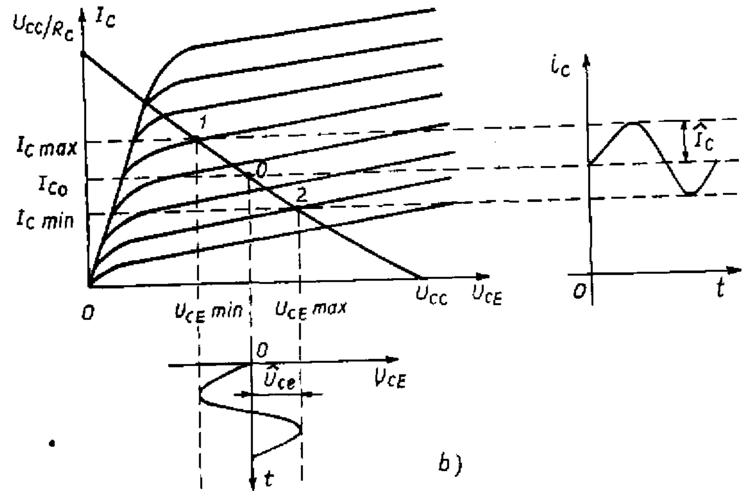
$$P_{rmax} \approx \frac{U_{cc}^2}{8R_c} \approx \frac{U_{cc}I_{co}}{4} \quad (6.3)$$

khi $R_{Copt} = \dfrac{U_{cc}}{2I_{co}}$.

Ta còn nhận thấy rằng : đường tải càng nằm gần hyperbol thì công suất ra càng lớn.

Trường hợp đầu ra của tầng khuếch đại được ghép điện dung với tải, cần phân biệt đường tải tĩnh với đường tải động, lúc đó điện trở tối ưu được xác định như sau :





Hình 6.2. Tầng khuếch đại mắc theo sơ đồ emito chung: a) sơ đồ; b) minh họa dạng tín hiệu trên bộ đặc tuyến ra.

$$(R_C \mathbin{//} R_t)_{opt} = \frac{U_{cc}}{2I_{co}}$$

Để xác định hiệu suất, cần xác định công suất cung cấp cho mạch :

$$P_o = \frac{1}{T}\int_0^T U_{cc}\,(I_{co} + \hat{I}_c \sin \omega t)d\omega t = U_{cc}\, I_{co} \quad (6.4)$$

Rõ ràng, *khi tín hiệu vào hình sin thì trị số trung bình đại số của điện áp colecto – emito* và dòng colecto không đổi, vì vậy công suất cung cấp một chiều không phụ thuộc vào mức tín hiệu vào và ra.

Hiệu suất cực đại của mạch được xác định theo (6.5)

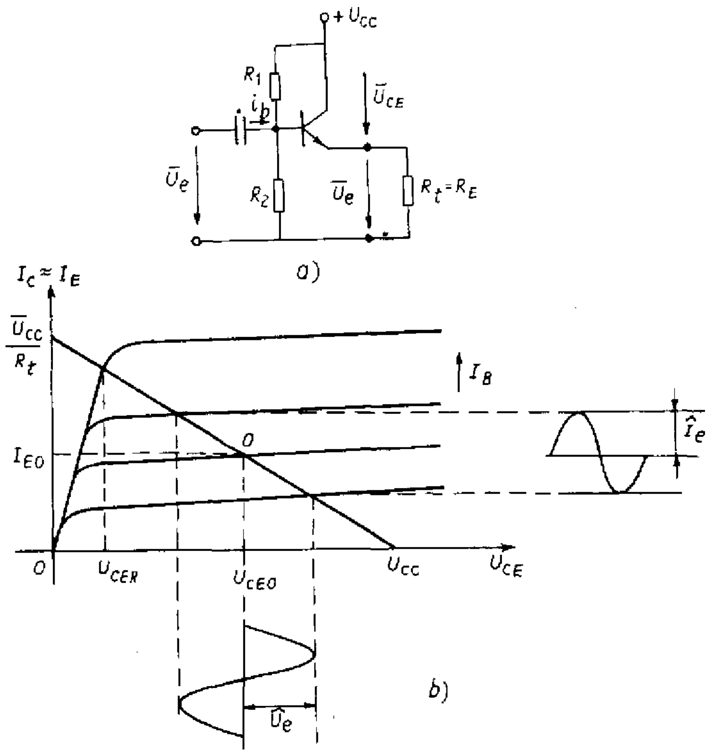
$$\eta_{max} = \frac{P_{rmax}}{P_o} 100\% \approx 25\% \quad (6.5)$$

Khi ghép biến áp có thể tăng hiệu suất cực đại lên gấp đôi, vì có thể bỏ qua điện trở một chiều của biến áp, nghĩa là giảm điện áp nguồn cung cấp một chiều của mạch.

6.3.2. Sơ đồ lặp emito

Sơ đồ lặp emito đặc biệt *thích hợp* đối với tầng *khuếch đại* công suất. Ngoài những ưu điểm đã nêu ở trên dùng sơ đồ này còn *dễ phối hợp trở kháng với tải.*

Để có tín hiệu ra lớn, ta lại chọn điểm làm việc tĩnh ở giữa đường tải (hình 6.3b). Ta có



Hình 6.3. a) Tầng công suất mắc theo sơ đồ lặp emito ; b) Minh họa dạng tín hiệu trên đặc tuyến ra.

$$U_{CEo} = U_{CER} + \frac{U_{cc} - U_{CER}}{2} = \frac{U_{cc} + U_{CER}}{2}$$

và

$$I_{Eo} \approx \frac{U_{cc}}{2R_t}$$

Biên độ điện áp ra cực đại :

$$\hat{U}_e = \frac{U_{cc} - U_{CER}}{2} \quad \text{và} \quad \hat{I}_e \approx I_{Eo}.$$

Khi điện trở tải đạt được giá trị tối ưu :

$$R_{topt} = \frac{\hat{U}_c}{\hat{I}_c} \approx \frac{U_{cc} - U_{CER}}{2I_{Eo}}$$

ta nhận thấy được công suất ra lớn nhất :

$$P_{max} = \frac{\hat{U}_c\hat{I}_e}{2} = \hat{U}_c^2/2R_{topt} = \frac{(U_{cc} - U_{CER})^2}{8R_{topt}} \quad (6.7)$$

Khi coi $I_c \approx I_E$, tính được công suất một chiều cung cấp cho mạch

$$P_o = U_{cc}I_{Eo} \quad (6.8)$$

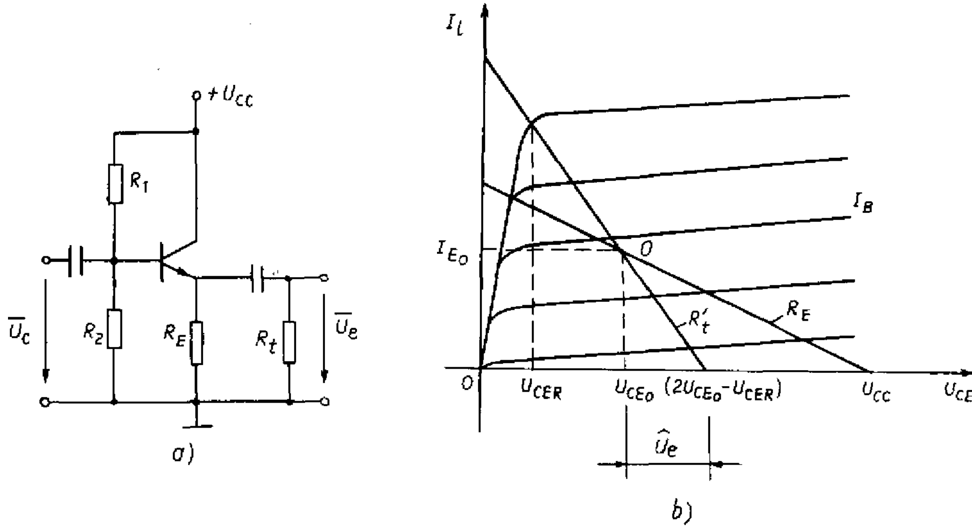
Từ (6.7) và (6.8) xác định hiệu suất cực đại của mạch

$$\eta_{max} = \frac{P_{rmax}}{P_o}100\% = \frac{(U_{cc} - U_{CER})^2}{8R_{topt}U_{cc}I_{Eo}}100\% = \frac{1}{4}\frac{U_{cc} - U_{CER}}{U_{cc}}100\% \approx 25\ \% \quad (6.9)$$

Công suất tổn hao trên colecto của tranzistor là hiệu số giữa công suất cung cấp một chiều P_0 và toàn bộ công suất tổn hao trên điện trở tải ;

$$P_c = P_o - P_R = P_o - \frac{1}{T}\int_o^T R_t[I_{Eo} + \hat{I}_e \sin\omega t]\, dt \approx P_o - R_t\left(I_{Eo}^2 + \frac{\hat{I}_e^2}{2}\right) \quad (6.10)$$

Trường hợp yêu cầu dòng một chiều không đi qua tải, người ta dùng sơ đồ lặp emito ghép điện dung với tải như hình 6.4.



Hình 6.4. Tầng công suất mắc theo sơ đồ lặp emito ghép điện dung với tải, $R'_t = R_t \,//\, R_E$

Giả sử chọn *điểm làm việc tĩnh ở giữa đường đặc tuyến tải sao cho công suất tín hiệu ra lớn nhất*. Từ đặc tuyến trên hình 6.4b có thể xác định được dòng emito ở chế độ tĩnh như sau :

$$I_{Eo} = \frac{1}{R_E}(U_{cc} - U_{CEo}) \quad (6.11)$$

$$I_{Eo} = \frac{1}{R'_t}(U_{CEo} - U_{CER}) \quad (6.12)$$

Giải hệ phương trình đó, ta nhận được ;

$$U_{CEo} = \frac{U_{cc}R'_t + U_{CER}R_E}{R'_t + R_E} = \frac{(U_{cc} + U_{CER})R_t + U_{CER}R_E}{2R_t + R_E} \quad (6.13)$$

$$I_{Eo} = \frac{U_{cc} - U_{CER}}{R'_t + R_E} = \frac{(U_{cc} - U_{CER})(R_t + R_E)}{R_E(2R_t + R_E)} \quad (6.14)$$

Từ đó ta có thể tính được biên độ điện áp và dòng điện tín hiệu ra :

$$\hat{U}_e = U_{CEo} - U_{CER} = \frac{(U_{cc} - U_{CER})R_t}{2R_t + R_E} \quad (6.15)$$

$$\hat{I}_e = I_{Eo}\frac{R_E}{R_E + R_t} = \frac{U_{cc} - U_{CER}}{2R_t + R_E} \quad (6.16)$$

Công suất tín hiệu ra :

$$P_r = \frac{\hat{U}_e \hat{I}_e}{2} = \frac{1}{2}\frac{(U_{cc} - U_{CER})^2 R_t}{(2R_t + R_E)^2} \tag{6.17}$$

Công suất ra phụ thuộc điện trở tải R_t. tính đạo hàm $\frac{dP_r}{dR_t}$ để tìm điện trở tải tối ưu ứng với công suất ra cực đại

$$\frac{dP_r}{dR_t} = \frac{(U_{cc} - U_{CER})^2}{2}\frac{(R_E - 2R_t)}{(R_E + 2R_t)^3} \tag{6.18}$$

$$\frac{dP_r}{dR_t} \to 0 \text{ khi } R_t = \frac{R_E}{2}$$

Vậy

$$R_{topt} = \frac{R_E}{2} \tag{6.19}$$

Thay kết quả này vào *(6.13) và (6.14)* ta xác định được điểm làm việc tối ưu :

$$U_{CEoopt} = \frac{U_{cc} + 3U_{CER}}{4} \tag{6.20}$$

$$I_{Eoopt} = \frac{3}{4}\frac{U_{cc} - 3U_{CER}}{R_E} \tag{6.21}$$

Do đó thay (6-20) vào (6-11) điện trở emito được tính như sau :

$$R_E = \frac{3}{4}\frac{U_{cc} - U_{CER}}{I_{Eoopt}} \tag{6.22}$$

Biên độ điện áp ra và biên độ dòng điện ra có giá trị tối ưu xác định theo biểu thức (6.23) và (6.24).

$$\hat{U}_{eopt} = U_{CEoopt} - U_{CER} = \frac{U_{cc} - U_{CER}}{4} \tag{6.23}$$

$$\hat{I}_{eopt} = I_{Eoopt}\frac{R_E}{R_E + R_t} = \frac{1}{2}\frac{U_{cc} - U_{CER}}{R_E} \tag{6.24}$$

Công suất ra cực đại :

$$P_{rmax} = \frac{\hat{U}_{ecpt} \cdot \hat{I}_{eopt}}{2} = \frac{1}{16}\frac{(U_{cc} - U_{CER})^2}{R_E} \tag{6.25}$$

Công suất cung cấp một chiều :

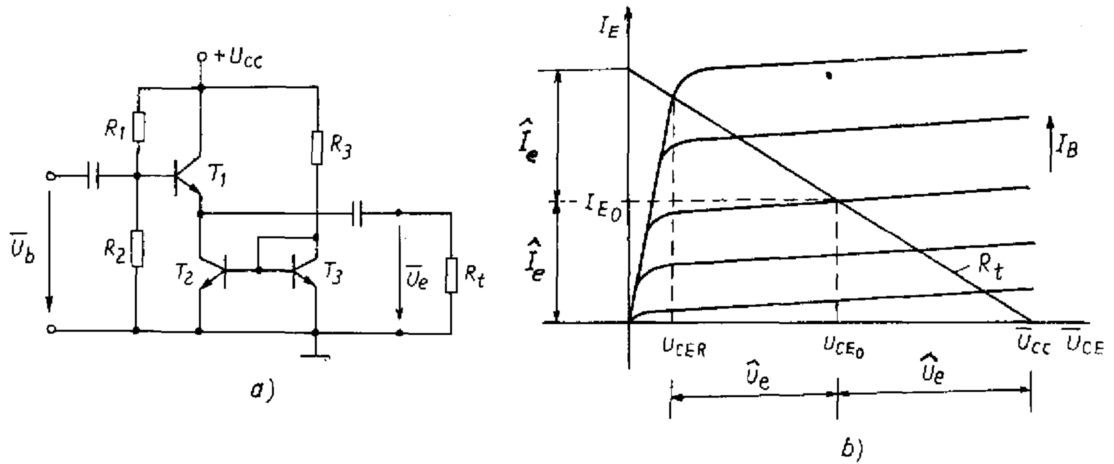
$$P_o = I_{Eoopt}\, U_{cc} = \frac{3}{4}\frac{(U_{cc} - U_{CER})U_{cc}}{R_E} \tag{6.26}$$

Hiệu suất của mạch :

$$\eta = \frac{P_{rmax}}{P_o} = \frac{1}{12}\frac{U_{cc} - U_{CER}}{U_{cc}} \approx \frac{1}{12} = 8{,}3\% \tag{6.27}$$

So với sơ đồ trên hình 6.3, sơ đồ lặp emito ghép điện dung với tải đạt được hiệu suất rất thấp.

Để nâng cao hiệu suất, người ta có thể thay R_E trong sơ đồ trên bởi một nguồn dòng như trên hình 6.5.



Hình 6.5. Tầng công suất mắc theo sơ đồ lặp emito ghép điện dung với tải, có nguồn dòng mắc trong mạch emito.

Vì nguồn dòng có trở kháng trong lớn, nên $R'_t = R_t$. Chọn điểm làm việc ở giữa đặc tuyến tải, ta có biên độ điện áp và dòng điện ra cực đại như sau :

$$\hat{U}_e = U_{CEo} - U_{CER} = \frac{U_{cc} - U_{CER}}{2} \tag{6.28}$$

$$\hat{I}_e = I_{Eo} = I_{nd} \tag{6.29}$$

$$R'_t = R_t = \frac{\hat{U}_e}{\hat{I}_e} = \frac{U_{cc} - U_{CER}}{2I_{nd}} \tag{6.30}$$

Công suất ra :

$$P_r = \frac{\hat{U}_e \hat{I}_e}{2} = \frac{1}{4}(U_{cc} - U_{CER})I_{nd} \tag{6.31}$$

Công suất cung cấp 1 chiều :

$$P_o = U_{cc} I_{nd}$$

Hiệu suất của mạch :

$$\eta = \frac{P_r}{P_o} = \frac{1}{4}\frac{U_{cc} - U_{CER}}{U_{cc}} \approx \frac{1}{4} = 25\% \tag{6.33}$$

Trong các mạch tích hợp hay dùng sơ đồ lặp emito ghép trực tiếp được cung cấp bởi một nguồn điện áp 2 cực tính (hình 6.6). Trong sơ đồ này ta xác định được :

$$U_{CEo} = U_{CER} + \frac{2U_{cc} - U_{CER}}{2} = \frac{2U_{cc} + U_{CER}}{2} \tag{6.34}$$

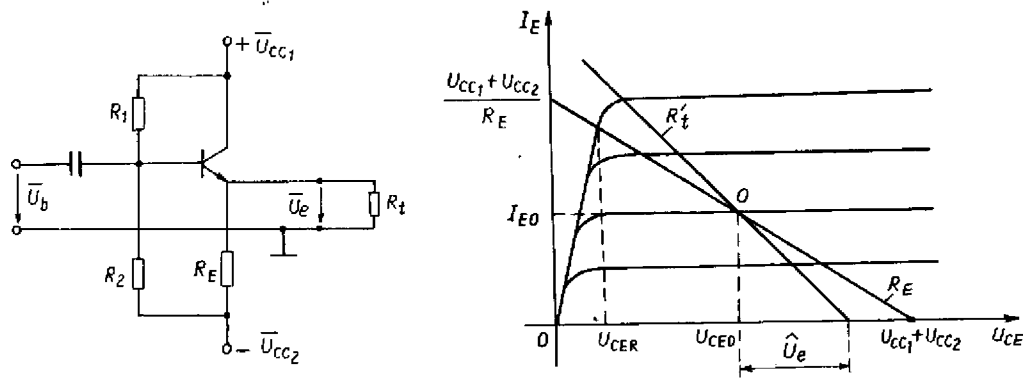
$$I_{Eo} = \frac{2U_{cc}}{R_E}\frac{1}{2} = \frac{U_{cc}}{R_E} \qquad (6.35)$$

$$\hat{U}_e = I_{Eo}R'_t = \frac{U_{cc}}{R_E}R'_t = U_{cc}\frac{R_t}{R_E + R_t}\ ;\ R'_t = \frac{R_E \cdot R_t}{R_E + R_t} \qquad (6.36)$$

$$\hat{I}_e = I_{Eo}\frac{R_E}{R_E + R_t} = U_{cc}\frac{1}{R_E + R_t} \qquad (6.37)$$

$$P_r = \frac{\hat{U}_e\hat{I}_e}{2} = \frac{U_{cc}^2}{2}\frac{R_t}{(R_E + R_t)} \qquad (6.38)$$

Công suất ra P_r phụ thuộc vào điện trở tải R_t. Ta tìm trị số điện trở tải tối ưu R_{topt} để công suất ra đạt cực đại.



Hình 6.6 Tầng công suất ghép trực tiếp, có nguồn cung cấp một chiều hai cực tính. $R'_t = R_E // R_t$.

$$\frac{dP_r}{dR_t} = \frac{U_{cc}^2}{2}\frac{R_E - R_t}{(R_E + R_t)^3} \rightarrow 0$$

khi

$$R_t = R_{topt} = R_E \qquad (6.39)$$

Thay (6.39) vào (6.36) và (3.37) ta nhận được :

$$\hat{U}_{eopt} = \frac{1}{2}U_{cc} \qquad (6.40)$$

$$\hat{I}_{eopt} = \frac{1}{2}\frac{U_{cc}}{R_E} \qquad (6.41)$$

$$P_{rmax} = \frac{1}{8}\frac{U_{cc}^2}{R_E} \qquad (6.42)$$

Công suất cung cấp một chiều :

$$P_o = 2I_{Eo}U_{cc} = \frac{2U_{cc}}{R_E} \qquad (6.43)$$

Do đó hiệu suất cực đại của mạch :

$$\eta = \frac{P_{tmax}}{P_o} = \frac{1}{16} = 6,26\% \quad (6.44)$$

Hiệu suất của sơ đồ này rất thấp, do *không chọn được điểm làm việc tối ưu, đó là vì điện thế emito ở chế độ tĩnh buộc phải bằng không*.

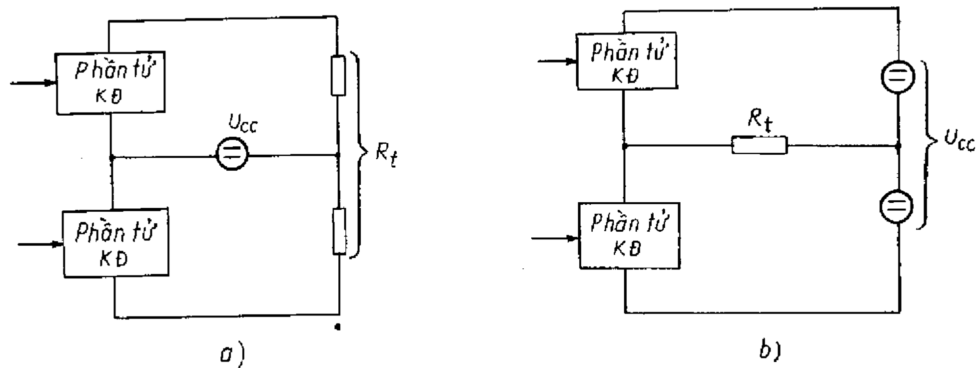
Có thể tăng hiệu suất của mạch lên tới 25%, nếu thay cho điện trở R_E dùng một nguồn dòng như trong sơ đồ hình 6.5a.

6.4. Tầng khuếch đại đẩy kéo

6.4.1. Những vấn đề chung về tầng khuếch đại đẩy kéo

1. Các loại sơ đồ

Để tăng *công suất, hiệu suất và giảm méo phi tuyến*, người ta dùng tầng khuếch đại đẩy kéo. Tầng khuếch đại đẩy kéo là tầng gồm có *hai phần tử tích cực mắc chung tải*. Để biểu diễn và phân loại các sơ đồ đẩy kéo, có thể dùng sơ đồ cầu như trên hình 6.7.



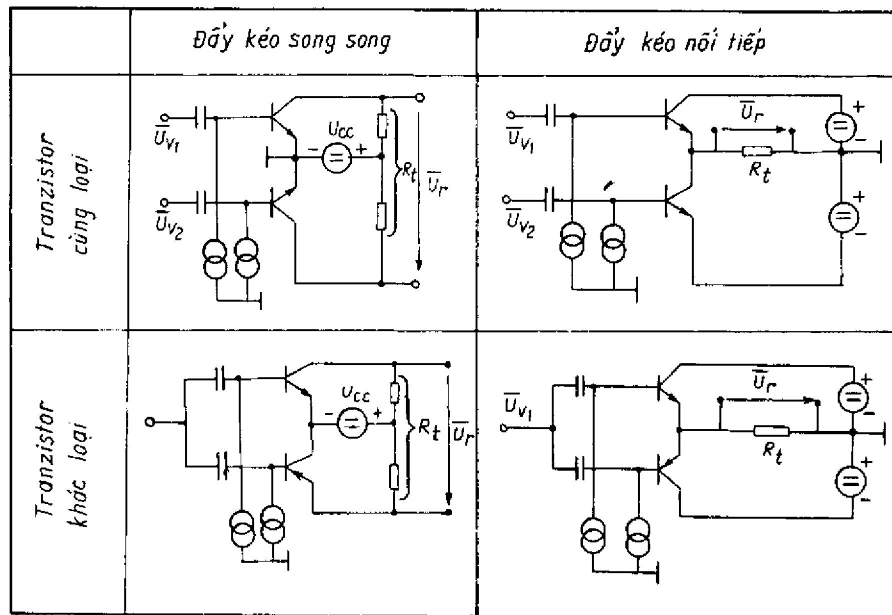
Hình 6.7. Phân loại các tầng khuếch đại đẩy kéo.
a) sơ đồ đẩy kéo song song ; b) sơ đồ đẩy kéo nối tiếp.

Trong sơ đồ đẩy kéo song song, các phần tử tích cực được mắc trong các nhánh bên trái của cầu. Trong các nhánh phải của cầu là điện trở tải, có điểm giữa nối với nguồn cung cấp mắc trong nhánh chéo của cầu. Ngược lại, trong sơ đồ đẩy kéo nối tiếp nguồn cung cấp có điểm giữa nối với tải, tải nằm trong nhánh chéo của cầu. Tóm lại *sơ đồ đẩy kéo song song có các phần tử tích cực đấu song song về mặt một chiều và sơ đồ đẩy kéo nối tiếp có các phần tử tích cực đấu nối tiếp về mặt một chiều*. Ngoài ra, trong các sơ đồ trên còn có thể dùng hai phần tử tích cực cùng loại hoặc khác loại, do đó có bốn loại sơ đồ đẩy kéo như được chỉ ra trong bảng 6.1 và hình 6.8.

Điện trở R_t trong các sơ đồ song song chỉ có ý nghĩa, nếu hai nửa của *nó được liên hệ với nhau nhờ cảm ứng hoặc nhờ sự biến đổi năng lượng sao cho toàn bộ công suất được đưa hết ra một tải chung để tiêu thụ*.

Vì vậy trong các *sơ đồ song song thường dùng mạch ghép biến áp với tải tiêu thụ*. Trong đó, cuộn sơ cấp biến áp có điểm giữa nối với nguồn cung cấp, còn cuộn thứ cấp ghép với tải.

Trong các sơ đồ nối tiếp, không cần dùng mạch ghép biến áp, vì điện trở R_t không yêu cầu có điểm giữa.



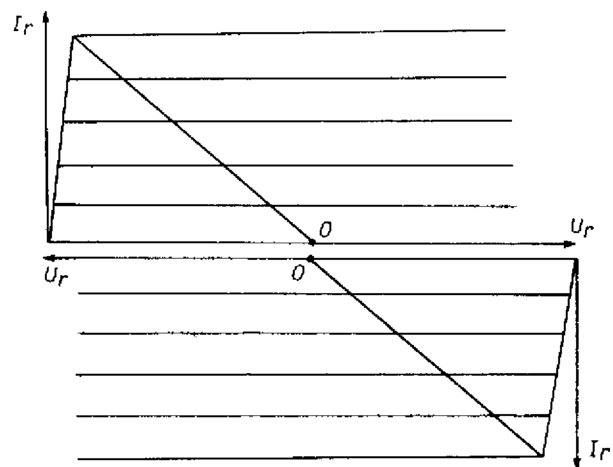
Hình 6.8. Sơ đồ đẩy kéo song song và nối tiếp với tranzistor cùng loại và khác loại.

2. Một số đặc điểm cơ bản

+ Điểm đất của các mạch song song là đầu âm của nguồn một chiều, điểm đất của các mạch nối tiếp là điểm giữa của nguồn một chiều.

+ Các mạch đẩy kéo dùng *hai tranzistor cùng loại* được kích thích bởi các tín hiệu *ngược pha*. Để tạo tín hiệu này có thể dùng tầng khuếch đại đảo pha hoặc dùng biến áp mà cuộn thứ cấp của nó có điểm giữa nối đất về mặt xoay chiều. Các mạch đẩy kéo dùng hai *tranzistor khác loại* được kích thích bởi các tín hiệu *đồng pha*. Vì vậy có thể dùng cùng một tín hiệu để kích thích cho cả hai tranzistor.

+ Các tầng đẩy kéo có thể làm việc ở chế độ *A*, *AB* hoặc *B*, nhưng thông thường người ta hay dùng chế độ *AB* hoặc *B*. Ở chế độ *B*, điểm làm việc được chọn sao cho dòng điện ra ở chế độ tĩnh I_{r0} bằng không và điện áp ra ở chế độ tĩnh U_{r0} bằng điện áp nguồn cung cấp (hình 6.9). Mỗi tranzistor chỉ khuếch đại một nửa dương hoặc một nửa âm tín hiệu vào. Hai nửa tín hiệu ra sẽ được tổng hợp lại thành tín hiệu hoàn chỉnh trên điện trở tải.



Hình 6.9. Đặc tuyến ra của tầng đẩy kéo chế độ *B*.

Tuy nhiên, ở chế độ *B* phải lưu ý đến méo tín hiệu sinh ra

khi điểm làm việc chuyển tiếp từ tranzistor này sang tranzistor khác, vì trong tranzistor chỉ có dòng emito khi điện áp bazo – emito lớn hơn *0,5V* (tranzisitor silic). Do đó khi điện áp bazo – emito có giá trị nhỏ thì nó được khuếch đại rất ít hoặc hoàn toàn không được khuếch đại. Méo sinh ra trong quá trình đó càng lớn khi điện áp vào càng nhỏ.

Méo này khắc phục được bằng cách tăng trị số dòng ra tại điểm tĩnh I_{ro} và cho tầng ra làm việc ở chế độ *AB*.

6.4.2. Sơ đồ đẩy kéo song song

Tất cả các sơ đồ đẩy kéo song song đều phải dùng *biến áp ra* để phối ghép giữa hai *nửa điện trở tải* R_t. Mạch điện nguyên lý của nó được biểu diễn trên hình 6.10. Để có điện áp đặt vào hai tranzistor ngược pha, dùng biến áp BA_1.

Nếu điện áp vào có dạng sin thì hai tranzistor thay nhau khuếch đại hai nửa hình sin, vì điện thế hai đầu cuộn thứ cấp BA_1 ngược pha. Các điện trở R_1, R_2 được chọn sao cho dòng tĩnh qua chúng nhỏ (chế độ *AB*). Khi cho $R_2 = 0$ thì $U_B = 0$, do đó bộ khuếch đại làm việc ở chế độ *B*. Ở chế độ *AB* dòng tĩnh colecto nằm trong khoảng *(10* ÷ 100)μA. Hai nửa hình sin của điện áp ra được phối hợp lại trên biến áp ra BA_2. Điện trở của mỗi tranzistor được xác định như sau :

$$R'_t = n^2 R_t,$$

trong đó n là hệ số biến áp,

$$n = N_1/N_2$$

N_1, N_2 theo thứ tự là số vòng của một nửa cuộn sơ cấp và số vòng của cuộn thứ cấp. Vậy ta có quan hệ : $\hat{I}_c = \hat{U}_{ce}/R'_t$ *và* $\hat{U}_{ce} = n\hat{U}_r$.

Dòng xoay chiều $\overline{I}_c$ thay nhau chảy qua nửa trên và nửa dưới của cuộn sơ cấp biến áp, do đó chỉ một nửa cuộn sơ cấp tham gia vào việc hình thành trường điện từ của biến áp.

Công suất ra tải của mạch :

$$P_r = \frac{\hat{U}_r^2}{2R_t} = \frac{\hat{U}_{ce}^2}{2n^2 R_t}$$

Biên độ điện áp ra cực đại giữa colecto và emito của một tranzistor (hình 6.10b) :

$$\hat{U}_{cemax} = U_{cc} - U_{CER}$$

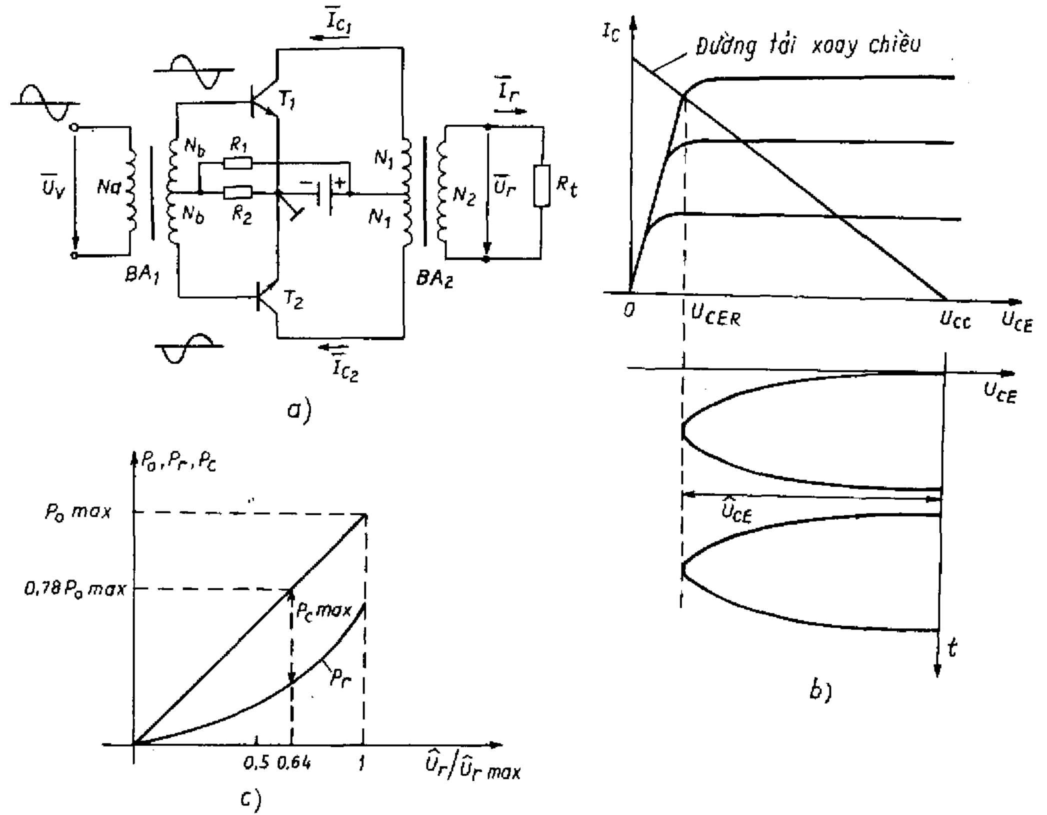
Do đó ta nhận được công suất ra cực đại :

$$P_{rmax} = \frac{(U_{cc} - U_{CER})^2}{2n^2 R_t}$$

Nếu giả thiết bộ khuếch đại làm việc ở chế độ *B*, ta tính được dòng colecto trung bình :

$$\overline{i}_c = \frac{1}{T}\int_o^{T/2} i_c(t)dt = \frac{\hat{I}_c}{\pi}$$

Do đó công suất cung cấp một chiều :



Hình 6.10. Tầng công suất đẩy kéo song song .
a) sơ đồ ; b) đặc tuyến tải ; c) quan hệ giữa công suất và điện áp ra.

$$P_o = \frac{2}{\pi}\hat{I}_c U_{cc} = \frac{2}{\pi}\frac{\hat{U}_{ce} U_{cc}}{n^2 R_t}$$

Vậy công suất cung cấp một chiều phụ thuộc vào mức điện áp ra $\hat{U}_{ce}$ (xem hình 6.10c). Công suất tiêu hao trên colecto là hiệu công suất cung cấp P_o với công suất ra tải P_r. Thay P_o và P_r vào ta có

$$P_c = P_o - P_r = \frac{2}{\pi}\frac{\hat{U}_{ce} U_{cc}}{n^2 R_t} - \frac{\hat{U}_{ce}^2}{2n^2 R_t}$$

P_c thay đổi theo $\hat{U}_{ce}$ và đạt cực đại khi

$$\hat{U}_{ce} = \frac{2}{\pi} U_{cc}$$

Ở chế độ B, công suất tổn hao cực đại là

$$P_{cmax} = \frac{4}{\pi^2} P_{rmax}$$

Hiệu suất cực đại của mạch :

$$\eta_{max} = \frac{P_{rmax}}{P_{omax}} 100\% \approx \frac{\pi}{4}.100\% \approx 78{,}5\% \qquad (6.45)$$

Ta thấy hiệu suất của bộ khuếch đại đẩy kéo lớn hơn hiệu suất của bộ khuếch đại đơn khá nhiều.

Cần nói thêm rằng, các kết quả thu được trên đây cũng có thể coi là gần đúng khi bộ khuếch đại làm việc ở chế độ *AB*.

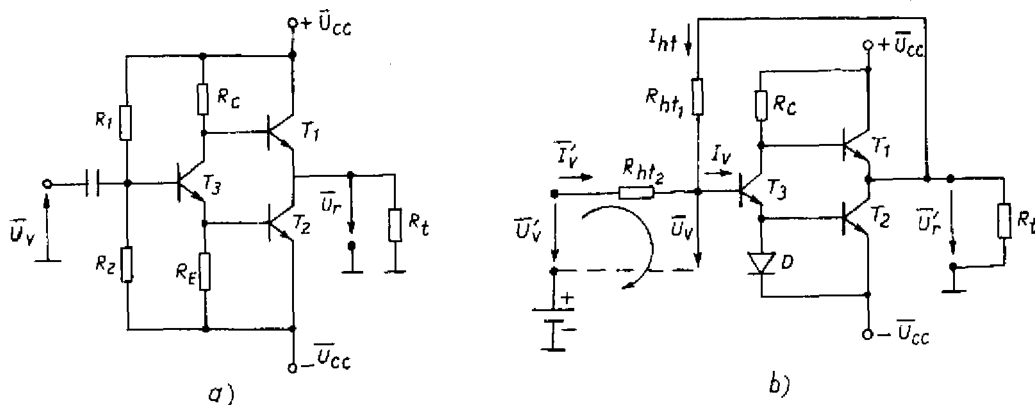
Ngày nay bộ khuếch đại đẩy kéo song song *chỉ còn được dùng* trong những trường hợp *yêu cầu phải cách điện một chiều đối với tải hoặc yêu cầu mạch cho hiệu suất cao trong khi nguồn cung cấp nhỏ*, vì sơ đồ đẩy kéo song song có một số nhược điểm rất đáng kể do biến áp gây ra như kích thước lớn, giá thành cao, dải tần làm việc hẹp và không thể thực hiện được dưới dạng mạch tích hợp.

Tương tự như vậy ta có thể xét đối với các *sơ đồ đẩy kéo song song dùng tranzistor khác loại*.

6.4.3. Sơ đồ đẩy kéo nối tiếp dùng tranzistor cùng loại

Trên hình 6.11 là hai sơ đồ nối tiếp dùng tranzistor cùng loại. Để tạo tín hiệu ngược pha đưa vào bazo hai tranzistor T_1 và T_2, dùng tầng khuếch đại đảo pha T_3. Ở đây thay *cho nguồn cung cấp có điểm giữa nối đất, người ta dùng nguồn đối xứng* ± U_{cc}. Trong sơ đồ, T_1 được mắc theo *kiểu mạch colecto chung và* T_2 theo kiểu mạch emito chung. T_3 ngoài nhiệm vụ khuếch đại đảo pha, còn làm nhiệm vụ *định điểm làm việc cho* T_1 và T_2 nhờ điện áp *tĩnh trên colecto và emito của nó*. Trong các mạch rời rạc thường dùng ghép *điện dung* giữa tầng khuếch đại đảo pha và tầng ra, bằng cách đó có thể định điểm làm việc riêng cho T_1 và T_2, các điện trở R_C và R_E lúc này chỉ chọn theo yêu cầu đối với biên độ điện áp kích cho tầng ra. Trong kỹ thuật tích hợp không thực hiện được điều đó, vì vậy với sơ đồ trên hình 6.11a thường gặp *khó khăn trong việc chọn* R_E để thỏa mãn yêu cầu về độ méo và *công suất ra*. Để khắc phục phần nào khó khăn đó, người ta thay điện trở R_E *bởi một diot như trên hình 6.11b. Điot làm nhiệm vụ hạn chế điện áp bazo – emito của* T_2, nhờ đó khắc phục được hiện tượng quá tải của T_2. Để giảm méo còn dùng mạch hồi tiếp âm gồm R_{ht1} và R_{ht2}. Trong mạch hồi tiếp đó, ta tính được :

$$\overline{I}_v = \overline{I}'_v + \overline{I}_{ht} = \frac{\overline{U}_v}{R_v} \qquad (6.46)$$



Hình 6.11. Tầng ra mắc theo sơ đồ đẩy kéo nối tiếp, dùng tranzistor cùng loại với tầng kích là tầng khuếch đại đảo pha.

$$\overline{U}'_v = \overline{I}'_v R_{th2} + \overline{U}_v \quad (6.47)$$

$$\overline{U}'_r = \overline{I}_{th} R_{ht1} + \overline{U}_v = K_u \overline{U}_v \quad (6.48)$$

Do đó hệ khuếch đại điện áp của mạch khi tính đến hồi tiếp âm được xác định như sau :

$$K'_u = \frac{\overline{U}'_r}{\overline{U}'_v} = -\frac{R_{ht1}}{R_{ht2}} \frac{K_u}{K_u + 1 + R_{ht1}/R_{ht2} + R_{ht1}/R_v} \quad (6.49)$$

trong đó K_u và R_v là hệ số khuếch đại điện áp và điện trở vào của mạch khi chưa có hồi tiếp.

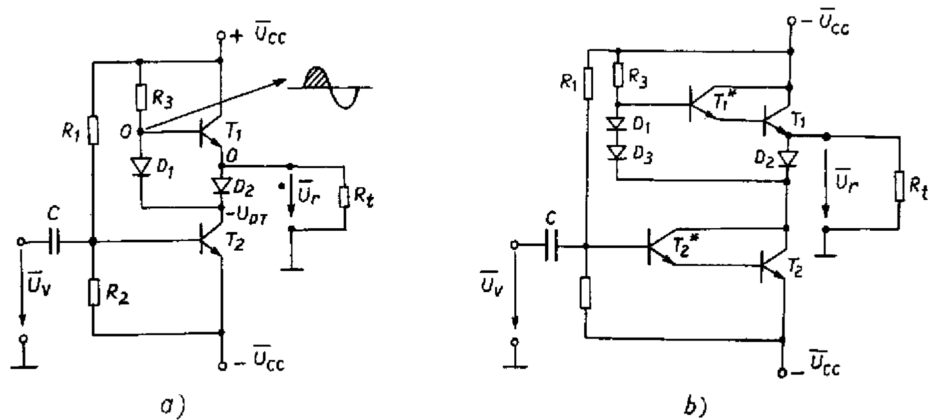
Nếu hồi tiếp âm sâu ($K'_u \leqslant 5$) thì

$$K_u >> 1 + \frac{R_{ht1}}{R_{ht2}} + \frac{R_{ht1}}{R_v}$$

Do đó

$$K'_u \approx -\frac{R_{ht1}}{R_{ht2}} \quad (6.50)$$

Để tạo tín hiệu ngược pha kích thích cho hai tranzistor tầng ra, còn có thể dùng mạch ghép điot như trên hình 6.12.



Hình 6.12. Tầng ra nối tiếp dùng tranzistor cùng loại ghép điot để đảo pha .
a) dùng tranzistor đơn ; b) dùng sơ đồ Darlington.

Điện áp kích thích được dẫn trực tiếp vào bazo tranzistor T_2, còn điện áp kích thích cho T_1 lấy từ colecto T_2 ghép điot sang bazo T_1.

Bộ phân áp R_1, R_2 xác định điểm làm việc tĩnh cho T_2. Thường chọn $R_{1,2}$ sao cho ở chế độ tỉnh điện áp colecto T_2 bằng - U_{DT} với U_{DT} là điện áp thông của điot. Do đó ở chế độ tĩnh điện áp bazo và emito của T_1 bằng không và điện áp ra cũng bằng không.

Trong nửa chu kỳ dương của điện áp vào, T_2 tiếp tục dẫn, nghĩa là điện thế colecto của T_2 bằng $-U_{cc}$. Điện thế bazo và emito của T_1 bằng - U_{cc} + U_{DT} và T_1 tiếp tục ngắt. Do đó điện áp ra bằng $-U_{cc}$ + U_{DT}, lúc này có dòng điện chạy từ đất đến R_t qua D_2 và T_2 trở về - U_{cc}.

Trong nửa chu kỳ âm của điện áp vào, T_2 ngắt, dòng qua R_3 bằng không do đó

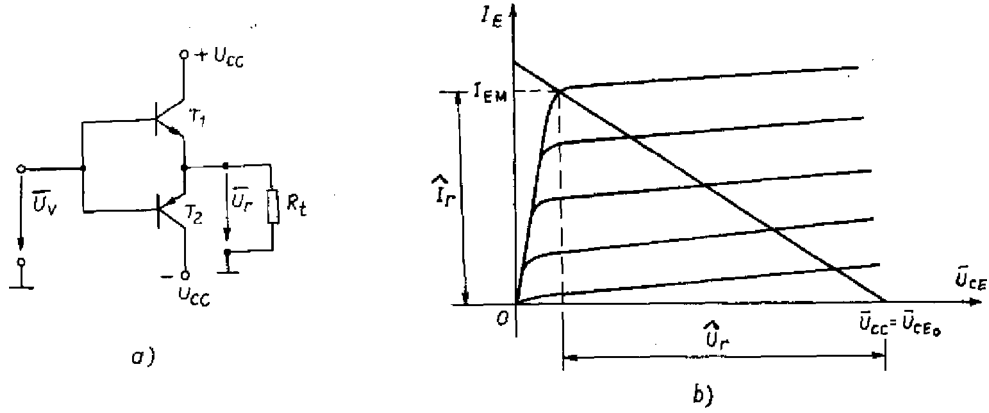
điện áp bazo T_1 gần bằng + U_{cc} và điện áp ra bằng $U_{cc} - U_{DT}$. Lúc này có dòng chạy từ + U_{cc} qua T_1, R_1 về đất.

Nếu cần phải tăng hệ số khuếch đại dòng điện hoặc tăng trở kháng vào, ta có thể dùng mạch Darlington thay cho T_1, T_2 (hình 6.12b). Giữa bazo T_1^* và colecto T_2 mắc hai diot, vì trong sơ đồ này phải lưu ý đến U_{BET^*1} và U_{BET1}.

Nói chung các sơ đồ nối tiếp ghép điot có méo lớn, đặc biệt là khi tín hiệu vào nhỏ.

6.4.4. Sơ đồ đẩy kéo nối tiếp dùng tranzistor bù (tranzistor khác loại)

Mạch điện nguyên lý của sơ đồ nối tiếp dùng tranzistor bù được biểu diễn trên hình 6.13. Cả hai tranzistor T_1 và T_2 đều mắc theo *kiểu colecto chung* và *có chung tải* R_t. Điện áp bazo ban đầu bằng không, nghĩa là điện thế emito (điện áp ra) cũng bằng không. *Điện áp kích cho* T_1, T_2 đồng pha và *có biên độ bằng nhau*. Vì mạch mắc theo kiểu colecto chung, nên hệ số khuếch đại điện áp của nó : $K_u \approx 1$.



Hình 6.13. a) Sơ đồ đẩy kéo nối tiếp dùng tranzistor bù ;
b) Đặc tuyến ra của một tranzistor.

Để tính toán, ta dùng đặc tuyến ra của một tranzistor (hình 6.13b).

Biên độ tín hiệu ra :

$$\hat{U}_r = m(U_{cc} - U_{CER}) \tag{6.51}$$

$$\hat{I}_r = mI_{EM} \tag{6.52}$$

trong đó m là hệ số tỷ lệ, m lấy giá trị trong khoảng (0,1)

Do đó công suất ra của mỗi tranzistor :

$$P_r = \frac{1}{2}\frac{\hat{U}_r\hat{I}_r}{2} = \frac{1}{4}m^2(U_{cc} - U_{CER}).I_{EM} \tag{6.53}$$

Công suất một chiều cung cấp cho mỗi tranzistor :

$$P_o = U_{cc}\frac{1}{T}\int_o^{T/2}\hat{I}_r\sin\omega t\,dt = \frac{m}{\pi}U_{cc}I_{EM} \tag{6.54}$$

Công suất tổn hao trên colecto của mỗi tranzistor :

$$P_c = P_o - P_r = \frac{m}{\pi}U_{cc}I_{EM} - \frac{m^2}{4}(U_{cc} - U_{CER})I_{EM} \tag{6.55}$$

P_c phụ thuộc m.

Cho đạo hàm $dP_c/dm = 0$, ta xác định được giá trị của m mà tại đó công suất tổn hao lớn nhất :

$$m_{P\text{cmax}} = \frac{2U_{cc}}{\pi(U_{cc} - U_{CER})} \approx \frac{2}{\pi} \tag{6.56}$$

Vậy công suất tổn hao cực đại trên mỗi tranzistor :

$$P_{c\ max} = \frac{U_{cc}^2 I_{EM}}{\pi^2(U_{cc} - U_{CER})} \approx \frac{U_{cc} I_{EM}}{\pi^2} \tag{6.57}$$

Vì $P_{c\ max}$ và U_{cc} đã cho trước, nên từ (6.5) ta tính được dòng emito I_{EM} :

$$I_{EM} = \frac{\pi^2 P_{cmax}(U_{cc} - U_{CER})}{U_{cc}^2} \approx \frac{\pi^2 P_{cmax}}{U_{cc}} \tag{6.58}$$

Từ đó tính được các tham số khác :

$$R_t = \frac{\hat{U}_r}{\hat{I}_r} = \frac{U_{cc} - U_{CER}}{I_{EM}} = \frac{U_{cc}^2}{\pi^2 P_{cmax}} \tag{6.59}$$

$$P_{rtổng} = \frac{m^2}{2}(U_{cc} - U_{CER})I_{EM} = m^2 \frac{\pi^2}{2} P_{cmax} \frac{(U_{cc} - U_{CER})^2}{U_{cc}^2} \approx m^2 \frac{\pi^2}{2} P_{c\ max} \tag{6.60}$$

$$P_{otổng} = \frac{2m}{\pi} U_{cc} I_{EM} \approx m\ 2\pi P_{cmax} \tag{6.61}$$

Hiệu suất của mạch :

$$\eta = \frac{P_{rtổng}}{P_{otổng}} = m\frac{\pi}{4} \tag{6.62}$$

Khi $$m = 1,\ \eta = \frac{\pi}{4} \approx 78{,}5\% \tag{6.63}$$

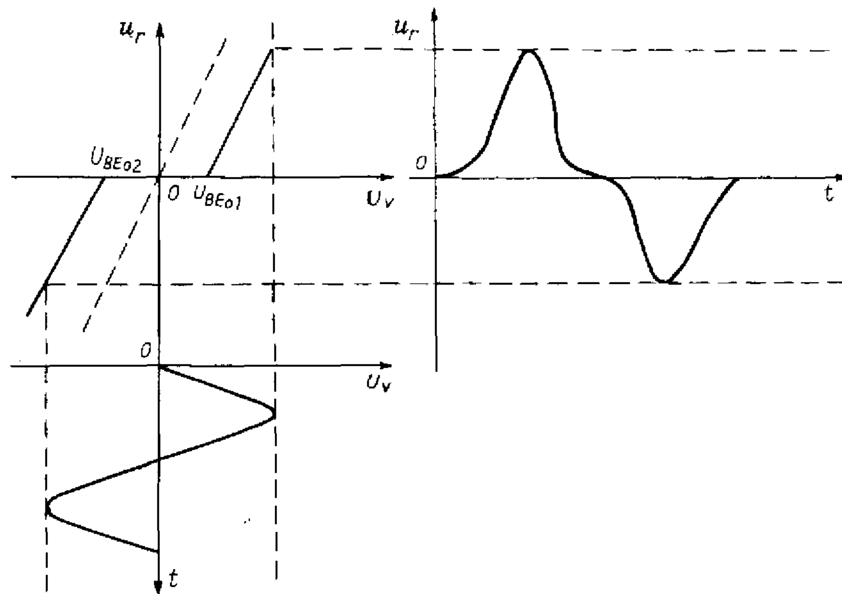
Cũng giống sơ đồ đẩy kéo song song, công suất ra và hiệu suất của sơ đồ đẩy kéo nối tiếp lớn hơn của sơ đồ khuếch đại đơn khá nhiều :

$$P_{r(đẩy\ kéo)} = \pi^2 P_{r(đơn)}$$

$$\eta_{(đẩy\ kéo)} = \pi\eta_{(đơn)}.$$

Như đã nói ở sơ đồ ở trên, trong sơ đồ nối tiếp dùng tranzistor bù cũng xuất hiện méo lớn khi tranzistor làm việc ở *chế độ B, nếu tín hiệu vào* $\overline{U}_v$ nhỏ hơn giá trị điện áp thông U_{BEo} của mặt ghép bazo emito của tranzistor. Lúc đó, các tranzisto ngắt và quan hệ $\overline{U}_r$ theo $\overline{U}_v$ không tuyến tính trong khu vực gần gốc toạ độ (hình 6.14). Loại méo này chỉ khắc phục được một phần khi *dùng mạch hồi tiếp âm*, vì trong khu vực có méo $K_u = \overline{U}_r/\overline{U}_v \approx 0$.

Để khắc phục triệt để hơn loại méo này, cần phải di chuyển đặc tuyến của hai tranzistor sao cho $U_{BEo1} = U_{BEo2}$ *tương ứng với mức điện áp vào* $\overline{U}_v = 0$ (đường đứt nét trên hình 6.14). *Muốn vậy phải đặt lên bazo của hai tranzistor các điện áp ban đầu thích hợp. Hình 6.15 biểu diễn hai sơ đồ loại đó.*

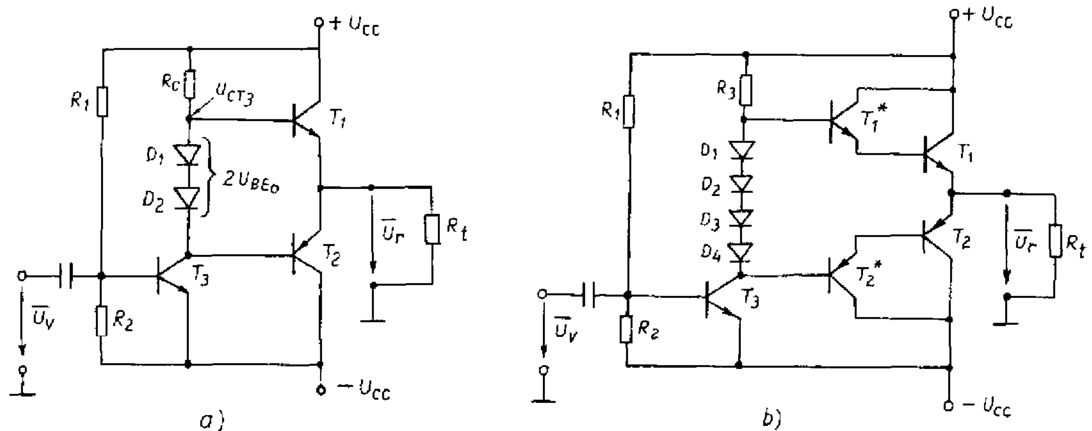


Hình 6.14. Méo phi tuyến khi tầng khuếch đại đẩy kéo làm việc ở chế độ *B*.

Trong sơ đồ trên hình 6.15a, T_1/T_2 được kích thích bởi T_3. Trên colecto T_3 có R_C và các điot D_1, D_2. *Điện áp ban đầu* $2U_{BEo} = 2U_{DT}$ (U_{DT} : điện áp thông của điot) được lấy ra trên các điot. Do đó điện áp bazo–emito của T_1, T_2 lần lượt là

$$U_{BE1} = U_{CT3} + U_{DT1} = \overline{U}_{CT3} + U_{BEo1}$$

$$U_{BE2} = U_{CT3} - U_{DT2} = U_{CT3} - U_{BEo2}$$

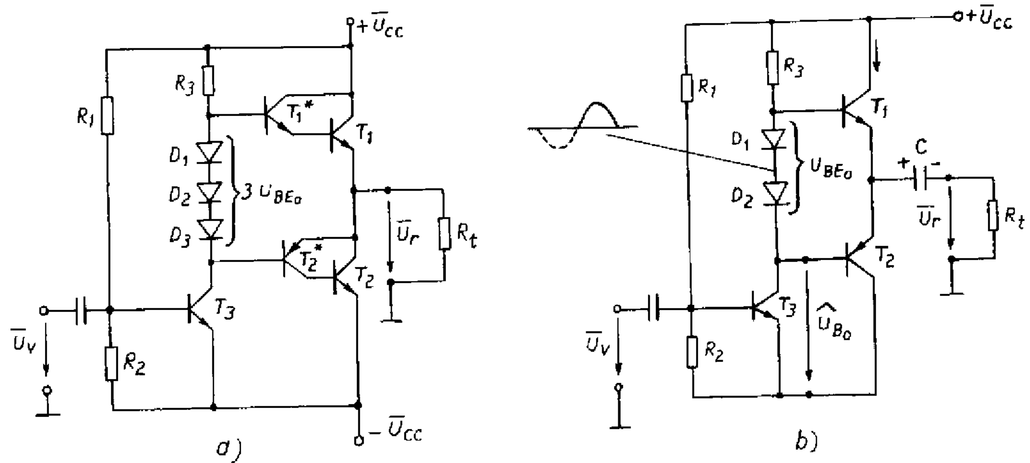


Hình 6.15. Tầng khuếch đại đẩy kéo nối tiếp và tầng kích :
a) dùng tranzistor bù ; b) dùng tranzistor Darlington–bù.

Điểm làm việc của T_3 được chọn sao cho khi không có tín hiệu vào, điện thế emito của T_1/T_2 bằng không, lúc này sụt áp trên điện trở tải R_t cũng bằng không.

Để tăng *trở kháng vào của mạch dùng tranzistor Darlington như* trên hình 6.15b, trong trường hợp này cần phải dùng bốn điot để tạo điện áp ban đầu sao cho có thể bù được điện áp U_{BEo} của bốn tranzistor.

Trên hình 6.16a, tranzistor T_2/T_2^* tạo thành một mạch Darlington bù. Tổ hợp



Hình 6.16. Tầng khuếch đại đẩy kéo nối tiếp .
a) dùng mạch Darlington (T_1 T_1^*) và mạch Darlington bù (T_2, T_2^*) ;
b) dùng tranzistor bù và nguồn cung cấp đơn cực.

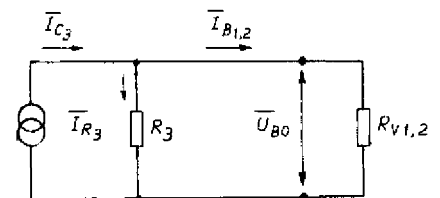
T_2/T_2^* làm việc như một mạch Darlington pnp, do đó sơ đồ này được coi là sơ đồ đẩy kéo nối tiếp dùng tranzitor bù. Để bù điện áp U_{BEo} của T_1^*, T_1 và T_2^* dùng ba điot.

Trường hợp có nguồn *cung cấp một chiều đơn cực*, có thể dùng sơ đồ hình 6.16b. Điểm *làm việc của* T_3 được chọn sao cho emito của T_1/T_2 có điện thế $U_{cc}/2$. Tụ C nối giữa emito của T_1/T_2 và điện trở tải R_t được nạp tới giá trị $U_{cc}/2$. Trong nửa chu kỳ âm của điện áp đặt vào bazơ T_1/T_2; T_1 ngắt, T_2 thông. Do đó C phóng điện và nó đóng vai trò như nguồn cung cấp cho T_2. Trong nửa chu kỳ dương của tín hiệu thì T_1 thông, T_2 ngắt, do đó C lại được nạp. Như vậy, do sự phóng nạp của tụ, trên R_t hình thành điện áp $\overline{U}_r$ tỷ lệ với $\overline{U}_v$.

Trong các mạch đẩy kéo nối tiếp, *bao giờ cũng có ít nhất một tranzistor mắc theo sơ đồ lặp emito*, do đó hệ số *khuếch đại điện áp của mạch bằng một, nghĩa là biên độ điện áp đặt vào bazo* $\hat{U}_{Bo} \approx \hat{U}_r = 1/2U_{cc}$ (hình 6.16b). Thực tế, với những sơ đồ đã xét trên đây không thể có được một điện áp kích thích $\hat{U}_{Bo}$ lớn như vậy. Khi bỏ qua D_1, D_2 ta tính được

$$R_3 = \frac{U_{cc}}{2}\frac{1}{I_{c3}} \tag{6.64}$$

Với giả thiết điện trở vào của các tranzistor công suất ở chế độ tĩnh rất lớn (chế độ B). Khi có tín hiệu vào, phải lưu ý đến các điện trở này, do đó ta có sơ đồ tương đương trên hình 6.17. Từ sơ đồ đó, tính được :

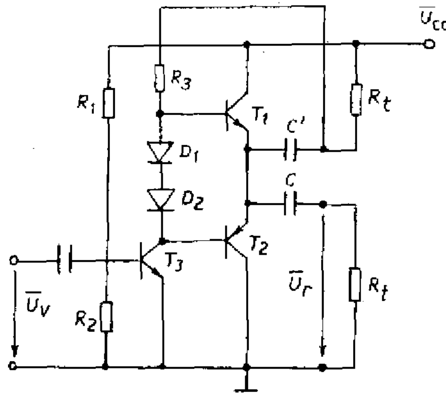


Hình 6.17. Sơ đồ tương đương đầu vào của tầng công suất.

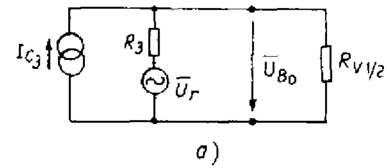
$$\hat{U}_{Bo} = I_{c3}\frac{R_3 \cdot R_{v1,2}}{R_3 + R_{v1,2}} \tag{6.65}$$

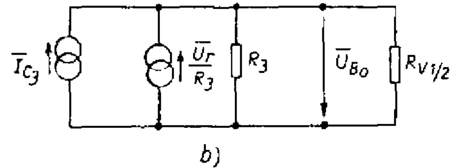
Ở chế độ A (của T_3)

$$\hat{I}_{c3} = I_{c3} = \frac{1}{2}\frac{U_{cc}}{R_3} \tag{6.66}$$



Hình 6.18. Sơ đồ đẩy kéo nối tiếp tranzistor bù dùng nguyên tắc Bootstrap.





Hình 6.19. Sơ đồ tương đương xoay chiều (áp dụng nguyên tắc Bootstrap) của hình 6.18.

Do đó

$$\hat{U}_{Bo} = \frac{1}{2}U_{cc}\frac{1}{1 + R_3/R_{v1,2}} < \frac{U_{cc}}{2} \tag{6.67}$$

Từ (6.67) ta thấy, muốn có $\hat{U}_{Bo} = U_{cc}/2$ phải đảm bảo $R_3 << R_{v1,2}$. Điều đó chỉ thỏa mãn được trong giới hạn nhất định. Vì khi R_3 quá nhỏ dòng I_{c3} và công suất kích thích cho T_3 tăng lên rất lớn.

Vậy để có $\hat{U}_{Bo} = U_{cc}/2$ (tận dụng tranzistor ở mức độ tối đa) hoặc phải cung cấp cho T_3 một điện áp lớn hơn hoặc phải dùng nguyên tắc Boostrap. Thường người ta dùng biện pháp thứ 2, nghĩa là làm cho điện áp cung cấp cho T_3 biến thiên theo điện áp ra $\hat{U}_r$, nhờ đó giữ cho hạ áp trên R_3 nhỏ. Để thực hiện mục đích này mắc thêm C' và R_t để tạo thêm đầu ra thứ 2 nối với R_3 (hình 6.18).

Khi không có tín hiệu vào, điện áp cung cấp cho T_3 là U_{cc}, vì thường R'_t rất nhỏ do đó có thể bỏ qua hạ áp trên R'_t (do I_{c3} gây ra). Khi có tín hiệu vào, điện trở R_3 không còn được nối trực tiếp với U_{cc} nữa mà nối qua điện áp ra $\hat{U}_r$. Sơ đồ tương đương xoay chiều của nó được biểu diễn trên hình 6.19a, trong đó điện trở R_3, mắc nối tiếp với $\overline{U}_r$ có thể thay bởi nguồn dòng $\overline{U}_r/R_3$ mắc song song với R_3 (hình 6.19b). Từ sơ đồ tương đương 6.19b xác định được :

$$\hat{U}_{Bo} = \left(I_{c3} + \frac{\hat{U}_r}{R_3}\right)\frac{R_3R_{v1,2}}{R_3 + R_{v1,2}} \tag{6.68}$$

Theo (6.66) và thay $\hat{U}_r = U_{cc}/2$ vào, nhận được :

$$\hat{U}_{Bo} = \frac{U_{cc}}{R_3}\cdot\frac{R_3R_{v1,2}}{R_3 + R_{v1,2}} = U_{cc}\frac{1}{1 + R_3/R_{v1,2}}$$

Chọn $R_3 = R_{v1,2}$, ta có

$$\hat{U}_{Bo} = \frac{1}{2}U_{cc}$$

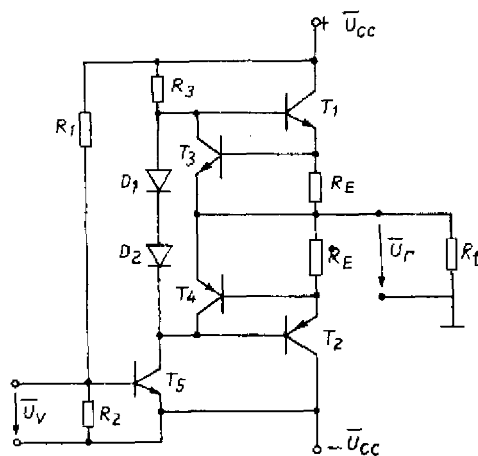
Vậy, nhờ ứng dụng nguyên tắc Bootstrap có thể tận dụng tranzistor ở mức tối đa. Vì các đầu ra C/R_t và C'/R'_t hoàn toàn tương đương, nên có thể mắc điện trở tải R_t vào vị trí của R'_t và có thể bỏ C và R_t. Tuy nhiên lúc đó dòng tĩnh I_{c3} sẽ đi qua tải.

6.5. Một số biện pháp nhằm cải thiện đặc tính của mạch

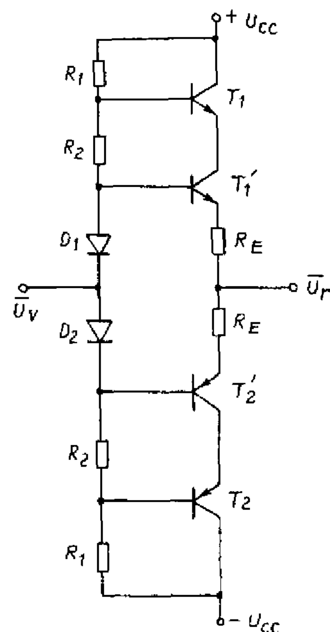
Trong tầng công suất kết cấu theo sơ đồ tải emito dễ xuất hiện *nguy cơ quá tải (quá dòng) nếu trở kháng tải quá nhỏ*. Để khắc phục hiện tượng đó, có thể mắc thêm một *mạch hạn dòng* vào sơ đồ như trên hình 6.20.

Bình thường T_3 và T_4 ngắt, điện áp *bazo – emito* của chúng phụ thuộc vào hạ áp trên R_E. Khi dòng điện ra quá lớn, hạ áp trên R_E tăng làm cho T_3 và T_4 dẫn, thì điện áp bazo-emito của T_1, T_2 giảm và dòng điện ra giảm. Điện trở R_E được chọn sao cho dòng *điện ra bị hạn chế trong trường hợp nó vượt quá trị số thông thường đã tính toán* (trong khu vực làm việc).

Để có điện áp ra lớn, thay cho một tranzistor công suất có điện áp ra lớn có thể dùng một số tranzitor có điện áp cho phép nhỏ *hơn mắc nối tiếp* (hình 6.21). Tương tự như vậy, *có thể mắc song song một số tranzistor để tăng dòng điện ra*. Lúc đó, để giảm nhỏ tính tạp tán của đặc tuyến vào, cần phải mắc nối tiếp với mỗi tranzistor một điện trở emito sao cho dòng điện của các tranzistor không chênh lệch quá nhiều.



Hình 6.20. Sơ đồ bộ khuếch đại đẩy kéo có mạch hạn dòng.



Hình 6.21. Mắc nối tiếp một số tranzistor để tăng điện áp ra.

*Ở tần số cao hoặc khi tín hiệu vào là xung có độ dốc sườn lớn, cả hai tranzistor của tầng đẩy kéo có thể mở đồng thời, vì quá trình mở của tranzistor đang ngắt xảy ra nhanh hơn quá trình đóng của tranzisto*r đang mở . Lúc này để bảo vệ tranzistor của tầng đẩy kéo, người ta mắc thêm các điện trở có trị số nhỏ vào mạch colecto và emito của các tranzistor.

Tóm lại, các sơ đồ tầng khuếch đại công suất tần số thấp thường được sản xuất dưới dạng vi mạch. Cho tới nay người ta mới sản xuất được các vi mạch cho công suất ra *tối đa vài trăm watt* ; vì *vấn đề toả nhiệt trong vi mạch có gặp khó khăn.*

Để có công suất ra lớn hơn, phải lắp tầng công suất bằng các linh kiện rời rạc, thường hay dùng sơ đồ Darlington hơn cả, vì nó cho hệ số khuếch đại dòng điện lớn và yêu cầu công suất kích thích nhỏ.

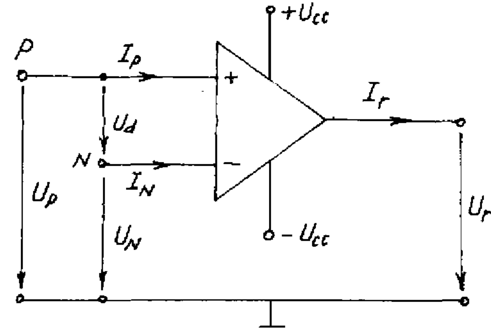
CHƯƠNG 7

NHỮNG VẤN ĐỀ CHUNG VỀ BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN

7.1. Các tính chất và tham số cơ bản

7.1.1. Các tính chất cơ bản

Giữa bộ khuếch đại thuật toán và các bộ khuếch đại thông thường về cơ bản không có sự khác nhau. Cả hai loại này đều được dùng để khuếch đại điện áp, dòng điện hoặc công suất. Trong khi tính chất của bộ khuếch đại thông thường phụ thuộc vào kết cấu bên trong của mạch thì tác dụng của bộ khuếch đại thuật toán có thể thay đổi được và chỉ phụ thuộc vào các linh kiện mắc ở mạch ngoài. Để thực hiện được điều đó, bộ khuếch đại thuật toán phải có hệ số khuếch đại rất lớn, trở kháng vào rất lớn và trở kháng ra rất nhỏ. Bộ khuếch đại thuật toán được biểu diễn trên hình 7.1. Trong đó, U_d- điện áp vào hiệu; U_P, I_P - điện áp vào và dòng vào cửa thuận; U_N, I_N - điện áp vào và dòng điện vào cửa đảo; U_r, I_r - điện áp ra và dòng điện ra.



Hình 7.1. Bộ khuếch đại thuật toán.

Bộ khuyếch đại thuật toán khuyếch đại hiệu điện áp $U_d = U_P - U_N$ với hệ số khuyếch đại $K_0 > 0$. Do đó điện áp ra.

$$U_r = K_0 U_d = K_0 (U_P - U_N) \tag{7.1}$$

Nếu $U_N = 0$ thì $U_r = K_0 U_P$, lúc này điện áp ra U_r đồng pha với điện áp vào U_P, vì vậy người ta gọi cửa P là cửa vào không đảo hoặc cửa vào thuận của bộ khuyếch đại thuật toán và ký hiệu bởi dấu " + "

Tương tự như vậy, khi $U_P = 0$ thì

$$U_r = - K_0 U_N$$

Vì điện áp ra ngược pha với điện áp vào, nên đầu vào N được gọi là đầu vào đảo của bộ khuyếch đại thuật toán và ký hiệu bởi dấu " - ". Ngoài ra bộ khuyếch đại thuật toán còn có hai cửa để đấu với một nguồn cung cấp đối xứng $\pm U_{CC}$ và các cửa để chỉnh lệch không và bù tần số sẽ được nói kỹ hơn ở phần sau.

Một bộ khuyếch đại thuật toán lý tưởng, có những tính chất sau:

$$\left.\begin{array}{l} + \text{ Trở kháng vào } Z_V = \infty; \\ + \text{ Trở kháng ra } Z_r = 0; \\ + \text{ Hệ số khuyếch đại } K_0 = \infty. \end{array}\right\} \tag{7.2}$$

Trong thực tế không có bộ khuếch đại lý tưởng, để đánh giá bộ khuếch đại thuật toán thực so với bộ khuếch đại thuật toán lý tưởng, người ta căn cứ vào các tham số của nó.

7.1.2. Hệ số khuếch đại hiệu K_0

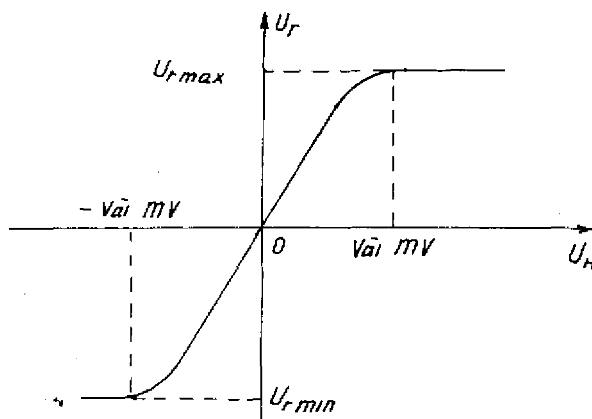
K_0 là hệ số khuếch đại hiệu khi không tải, được xác định theo biểu thức sau

$$K_0 = \frac{U_r}{U_d} = \frac{U_r}{U_P - U_N} = \begin{cases} \dfrac{U_r}{U_P} & \text{khi } U_N = 0 \\ -\dfrac{U_r}{U_N} & \text{khi } U_P = 0 \end{cases}$$

Ở tần số thấp, $K_0 = K_{00}$ thường lấy các giá trị trong khoảng 10^3 đến 10^6.

Điện áp ra U_r chỉ tỷ lệ với U_d trong dải điện áp $U_{rmin} \div U_{rmax}$ nào đó (hình 7.2), dải điện áp này gọi là *dải biến đổi điện áp ra của bộ khuếch đại thuật toán*. Ngoài dải đó, điện áp ra không đổi và không phụ thuộc điện áp vào, tương ứng bộ khuếch đại làm việc ở trạng thái bão hòa.

Đối với điện áp một chiều và điện áp có tần số thấp thì K_0 không phụ thuộc tần số và $K_0 = K_{00}$. Khi tần số tăng đến một giá trị nào đó thì K_0 giảm. Ở tần số giới hạn $K_0 = K_{00}/\sqrt{2}$. Vì tần số giới hạn dưới của bộ khuếch đại thuật toán $f_d = 0$, nên tần số giới hạn trên của nó đúng bằng độ rộng dải tần B. Khi hệ số khuếch đại K_0 giảm theo tần số thì giữa U_r và U_d cũng xuất hiện một góc lệch pha phụ thuộc tần số. Trong những điều kiện nhất định, góc lệch pha này sẽ ảnh hưởng đến tính ổn định của bộ khuếch đại thuật toán mà chúng ta sẽ xét đến trong tiết 7.4.



Hình 7.2. Đặc tuyến truyền đạt của bộ khuếch đại thuật toán .

7.1.3. Đặc tính biên độ - tần số

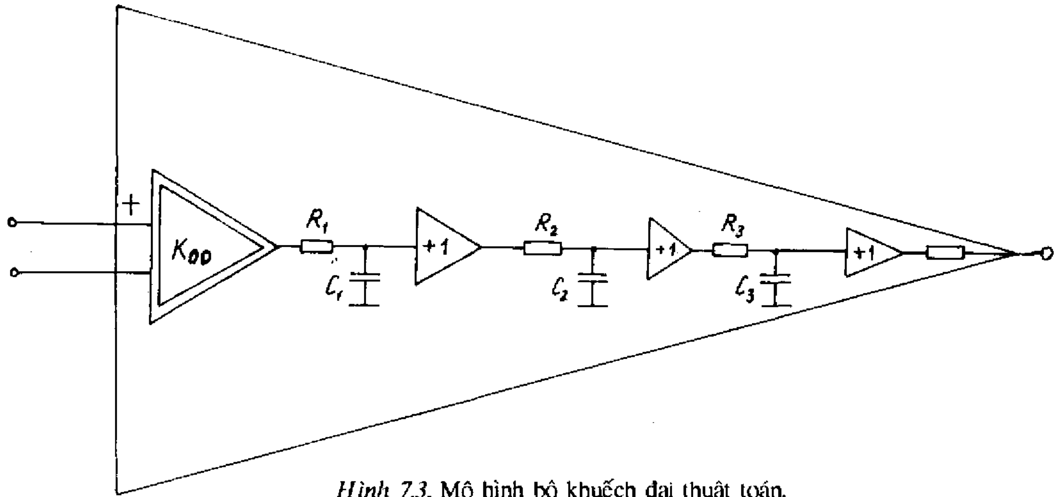
Các tầng khuếch đại nằm trong bộ khuếch đại thuật toán thường có tần số giới hạn khác nhau. Đặc tính tần số của bộ khuếch đại thuật toán là tích đặc tính tần số thành phần của từng tầng.

Để xét đặc tính tần số ta dùng mô hình của bộ khuếch đại thuật toán trên hình 7.3. Đây là bộ khuếch đại thuật toán gồm một tầng khuếch đại lý tưởng, có hệ số khuếch đại $K_0 = K_{00}$, không phụ thuộc tần số và ba khâu lọc thông thấp riêng rẽ đặc trưng cho các điện trở và tụ điện tạp tán của mạch. Trong hình 7.3, tam giác +1 biểu diễn các khâu ghép điện không phụ thuộc tần số và có hệ số truyền đạt bằng 1. Theo hình đó, có thể viết được biểu thức (7.3) biểu diễn sự phụ thuộc của K_0 theo tần số:

$$K_0 = K_{00} \frac{1}{1 + jf/f_{\alpha 1}} \cdot \frac{1}{1 + jf/f_{\alpha 2}} \cdot \frac{1}{1 + jf/f_{\alpha 3}} \qquad (7.3)$$

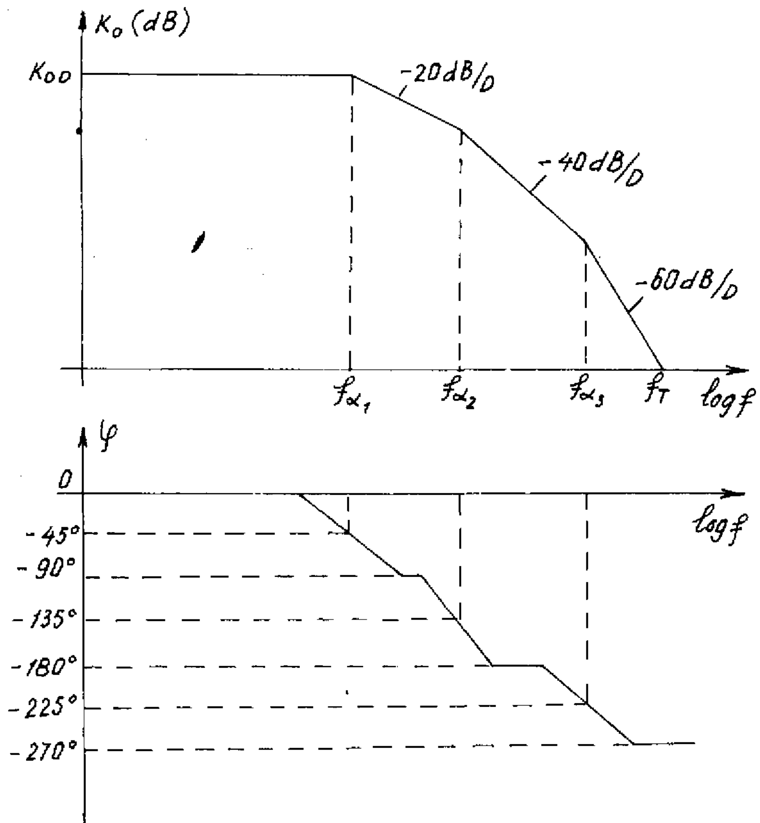
trong đó,

$f_{\alpha 1}, f_{\alpha 2}, f_{\alpha 3}$ - tần số giới hạn của ba khâu lọc thông thấp.



Hình 7.3. Mô hình bộ khuếch đại thuật toán.

Theo biểu thức (7.3), rõ ràng K_0 giảm khi tần số tăng và K_0=1 khi $f = f_T$ (xem biểu thức 1.41). Đồng thời khi tần số tăng thì góc lệch pha φ giữa U_r và U_d cũng tăng về trị tuyệt đối. Tóm lại có thể minh họa đặc tính biên độ - tần số và pha - tần số của bộ khuếch đại thuật toán như trên hình 7.4, trong đó giả thiết $f_{\alpha 1} << f_{\alpha 2} << f_{\alpha 3}$. Hình 7.4 biểu diễn đặc tính biên độ - tần số dưới dạng đồ thị Bode. Ta thấy rằng, khi $f > f_{\alpha 1}$ thì hệ số khuếch đại giảm với độc dốc -20dB/Decade, tiếp tục khi $f > f_{\alpha 2}$ và $f > f_{\alpha 3}$ thì K_0 lần lượt giảm với độ dốc



Hình 7.4. Đặc tính biên độ - tần số của bộ khuếch đại thuật toán ($f_{\alpha 1} << f_{\alpha 2} << f_{\alpha 3}$).

-40dB/Decade và -60dB/Decade. Mặt khác, khi tần số tăng thì góc lệch pha φ giảm. Ta đặc biệt quan tâm tới góc pha φ = -150°, vì lúc này U_r và U_d ngược pha, do đó các cửa thuận và cửa đảo của bộ khuếch đại thuật toán thay đổi tác dụng của chúng. Khi xét đến tính ổn định của bộ khuếch đại sẽ nhắc lại vấn đề này.

7.1.4. Hệ số khuếch đại đồng pha

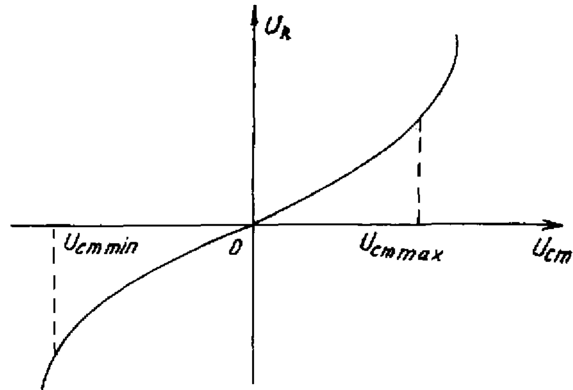
Nếu đặt vào cửa thuận và cửa đảo của bộ khuếch đại thuật toán các điện áp bằng nhau, nghĩa là

$$U_P = U_N = U_{cm} \neq 0$$

thì U_d = 0. Gọi U_{cm} là điện áp vào đồng pha. Theo biểu thức (7.1) ta có U_r = 0. Tuy nhiên thực tế không như vậy. Hình 7.5 cho thấy quan hệ của điện áp ra với điện áp đồng pha. Vậy, theo hình 7.5 ta thấy giữa điện áp ra và điện áp vào đồng pha có quan hệ tỷ lệ nào đó. Hệ số tỷ lệ tương ứng được gọi là hệ số khuếch đại đồng pha K_{cm} và được xác định theo biểu thức (7.4).

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_r}{\Delta U_{cm}} \qquad (7.4)$$

Hệ số này nói chung phụ thuộc vào mức điện áp vào đồng pha. Trong trường hợp lý tưởng, K_{cm}=0. Giá trị cực đại của điện áp vào đồng pha cho trong các sổ tay vi mạch cho biết giới hạn của điện áp vào đồng pha để cho hệ số khuếch đại K_{cm} không vượt quá giá trị đã cho. Hệ số khuếch đại đồng pha K_{cm} luôn luôn nhỏ hơn hệ số khuếch đại hiệu K_{00}.



Hình 7.5. Quan hệ giữa điện áp ra với điện áp vào đồng pha.

7.1.5. Hệ số nén đồng pha

Để đánh giá khả năng làm việc của bộ khuếch đại thực so với bộ khuếch đại lý tưởng (K_{cm} = 0), người ta dùng hệ số nén đồng pha G (còn ký hiệu là *CMRR*), hệ số này được định nghĩa bởi biểu thức (7.5).

$$G = \frac{K_o}{K_{cm}} , \qquad (7.5)$$

thường $G = 10^3 \div 10^5$.

Vì $K_o > 0$, K_{cm} có thể âm hoặc dương nên G cũng có thể âm hoặc dương. Trị số G cho trong các tài liệu kỹ thuật là trị tuyệt đối. Khi dùng để tính, trong một số trường hợp cần phải xác định dấu của G.

Theo định nghĩa về hệ số khuếch đại hiệu và hệ số khuếch đại đồng pha, có thể viết:

$$\Delta U_r = \frac{\partial u_r}{\partial u_d}\bigg|_{K_{cm}=const} \Delta U_d + \frac{\partial u_r}{\partial u_{cm}}\bigg|_{K_o=const} \Delta U_{cm}$$

$$= K_o \Delta U_d + K_{cm} \Delta U_{cm} \qquad (7.6)$$

cho $\Delta U_r = 0$, rút ra

$$G = \frac{K_o}{K_{cm}} = - \frac{\Delta U_{cm}}{\Delta U_d} \Big|_{U_{ro}=const} \quad (7.7)$$

Biểu thức (7.7) cho biết phải đặt vào một điện áp hiệu bằng bao nhiêu để bù được hiện tượng khuếch đại đồng pha.

7.1.6. Điện trở vào hiệu, điện trở vào đồng pha và điện trở ra

Điện trở vào hiệu r_d và điện trở vào đồng pha r_{cm} được định nghĩa lần lượt theo biểu thức (7.8) và (7.9)

$$r_d = \begin{cases} \dfrac{\Delta U_P}{\Delta I_P} & \text{khi } U_N = 0 \\ \dfrac{\Delta U_N}{\Delta I_N} & \text{khi } U_P = 0 \end{cases} \quad (7.8)$$

$$r_{cm} = \frac{\Delta U_P}{\Delta I_P} = \frac{\Delta U_N}{\Delta I_N} \quad \text{khi } U_P = U_N = U_{cm} \quad (7.9)$$

Điện trở ra của bộ khuếch đại thuật toán r_r cho khả năng đánh giá sự biến thiên của điện áp ra theo tải và được xác định theo biểu thức (7.10)

$$r_r = \frac{\Delta U_r}{\Delta I_r} \quad . \quad (7.10)$$

7.1.7. Dòng vào tĩnh, điện áp vào lệch không

Dòng vào tĩnh là trị trung bình của dòng vào cửa thuận và dòng vào cửa đảo:

$$I_t = \frac{I_P + I_N}{2} \quad \text{với} \quad U_P = U_N = 0, \quad (7.11)$$

Dòng vào lệch không là hiệu các dòng vào tĩnh ở hai cửa của bộ khuếch đại thuật toán:

$$I_o = I_P - I_N \quad \text{với} \quad U_P = U_N = 0 \quad (7.12)$$

thông thường $I_o \approx 0{,}1 I_t$.

Dòng vào lệch không phụ thuộc nhiệt độ, do đó khi nhiệt độ thay đổi, trị số của dòng lệch không thay đổi theo. Hiện tượng này gọi là hiện tượng trôi dòng lệch không. Để đánh giá mức độ trôi dòng lệch không người ta dùng hệ số nhiệt của dòng lệch không $\frac{\partial I_o}{\partial t^o}$ có thứ nguyên nA/ °C .

Trong bộ khuếch đại thuật toán thực, khi $U_P = U_N = 0$ thì U_r vẫn khác không. Lúc này điện áp ra do điện áp lệch không ở đầu vào gây nên. Vậy điện áp lệch không U_o là hiệu điện áp cần phải đặt giữa hai đầu vào của bộ khuếch đại thuật toán để cho $U_r = 0$

$$U_o = U_P - U_N \quad \text{khi} \quad U_r = 0 \quad (7.13)$$

Điện áp lệch không cũng phụ thuộc nhiệt độ, do đó cũng có hiện tượng trôi điện áp lệch không, được đặc trưng bởi tham số $\frac{\partial U_o}{\partial t^o}$, thông thường $\frac{\partial U_o}{\partial t^o} \approx (1 \div 100)\mu V$.

Ta thấy rằng các tham số của bộ khuếch đại thuật toán được định nghĩa như tham số của bộ khuếch đại vi sai. Đó là vì tầng vào bộ khuếch đại thuật toán luôn luôn là tầng khuếch đại vi sai (xem 7.5).

7.2. Các sơ đồ cơ bản của bộ khuếch đại thuật toán

Khi dùng bộ khuếch đại thuật toán, người ta dùng hồi tiếp âm mà không dùng hồi tiếp dương, vì hồi tiếp dương làm cho bộ khuếch đại làm việc ở trạng thái bão hòa là trạng thái chỉ dùng ở chế độ khóa. Thật vậy, theo (7.1), vì $K_0 \approx \infty$, nên với U_r hữu hạn thì $U_d \approx 0$. Do đó chỉ cần đưa vào một điện áp hiệu có trị số rất nhỏ mạch đã có thể chuyển sang làm việc ở trạng thái bão hòa. Mạch hồi tiếp âm sẽ làm giảm điện áp ra sao cho điện áp hiệu đầu vào $U_d \approx 0$. Trong một số trường hợp người ta dùng cả hồi tiếp âm và hồi tiếp dương, nhưng lượng hồi tiếp âm phải luôn luôn lớn hơn lượng hồi tiếp dương. Điện áp cần khuếch đại hoặc được đưa vào cửa đảo hoặc được đưa vào cửa thuận. Trong trường hợp đầu, điện áp ra ngược pha với điện áp vào, tương ứng có bộ khuếch đại đảo. Trong trường hợp sau, điện áp ra đồng pha với điện áp vào, tương ứng có bộ khuếch đại thuận. Sau đây sẽ xét một số sơ đồ cơ bản thuộc hai loại mạch khuếch đại trên.

7.2.1. Các sơ đồ khuếch đại đảo

1. Sơ đồ biến đổi điện áp - điện áp (hình 7.6)

Ta xét hai trường hợp:

a) Trường hợp lý tưởng: $K_0 \approx \infty$, $r_d = \infty$

Theo sơ đồ trên hình 7.1, viết được:

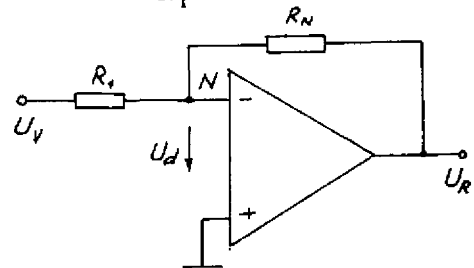
$$U_N = \frac{U_r}{K_0}, \qquad (7.14)$$

vì $K_0 = \infty$, nên $U_N = 0$.

Viết phương trình dòng điện nút cho nút N (hình 7.6):

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_r}{R_N} = U_N = 0 \quad \text{suy ra } U_r = -\frac{R_N}{R_1} \cdot U_1 \qquad (7.15)$$

Do có hồi tiếp âm, nên trong quá trình làm việc của bộ khuếch đại, điện áp ra U_r sẽ biến thiên sao cho $U_N = 0$. Vì thế cửa N trong sơ đồ này còn được gọi là điểm đất ảo.



Hình 7.6. Bộ khuếch đại đảo, sơ đồ biến đổi điện áp - điện áp.

Theo (7.15), hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại khi co hồi tiếp âm được xác định như sau:

$$K' = \frac{R_N}{R_1} < K_0 \qquad (7.16)$$

Phương trình này có hai ý nghĩa: hệ số khuếch đại của hệ thống giảm khi có hồi tiếp âm và chỉ phụ thuộc vào linh kiện mạch ngoài.

Trở kháng vào của mạch được tính theo (5.17)

$$Z_v = \frac{U_v}{I_v} = \frac{U_v}{U_v/R_1} = R_1 \quad (7.17)$$

b) Trường hợp K_o hữu hạn, $r_d = \infty$

Lúc này $$U_N = -\frac{U_r}{K_o} \neq 0 \quad (7.18a)$$

Mặt khác có thể xác định U_N như sau:

$$U_N = U_v - \frac{R_1}{R_1 + R_N}(U_v - U_r) \quad (7.18b)$$

Cho (7.18a) bằng (7.18b), giải ra ta có:

$$U_v = -U_r\left[\frac{1}{K_o} + \frac{R_1}{R_N}\left(1 + \frac{1}{K_o}\right)\right], \quad (7.19)$$

thường $K_o >> 1$, nên $1 + \frac{1}{K_o} \approx 1$

Do đó (7.19) trở thành (7.20).

$$\frac{-U_v}{U_r} = \frac{1}{K} = \frac{1}{K_o} + \frac{1}{K'} \quad (7.20)$$

Khi $K_o >> 1$ thì (7.20) đồng nhất với (7.16) và K không phụ thuộc K_o, nghĩa là hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại có hồi tiếp không đổi kể cả khi K_o thay đổi do một nguyên nhân nào đó.

Sau đây tính sai số tương đối của K khi áp dụng biểu thức (7.16) so với (7.20).

Từ 7.20) rút ra

$$K' = K\frac{1}{1 - \frac{K}{K_o}} \approx K\left(1 + \frac{K}{K_o}\right)$$

Do đó sai số tuyệt đối:

$$K' - K = \frac{K^2}{K_o}$$

và sai số tương đối

$$\frac{K' - K}{K} = \frac{K}{K_o} = \frac{1}{g}, \quad (7.21)$$

với $g = \frac{K_o}{K} = K_o\left(\frac{1}{K_o} + \frac{1}{K'}\right) = 1 + \frac{K_o}{K'}$.

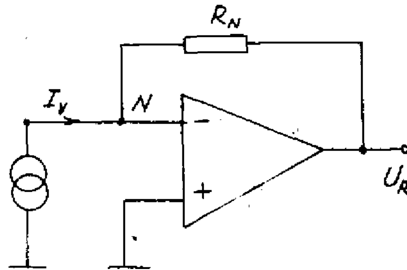
$+\frac{1}{K'}$ thực chất là hệ số hồi tiếp của mạch hồi tiếp âm, nghĩa là $\frac{1}{K'} = \frac{R_1}{R_N} \approx K_{ht}$, do đó $g = 1 + \frac{K_o}{K'} = 1 + K_oK_{ht}$ chính là độ sâu hồi tiếp của bộ khuếch đại (xem tiết

2.2). Vậy g càng lớn thì sai số khi tính hệ số khuếch đại theo biểu thức gần đúng (7.16) càng nhỏ.

Ngoài ra, vì đây là sơ đồ một mạch khuếch đại có hồi tiếp âm nối tiếp điện áp, nên các kết luận khác đối với một bộ khuếch đại có hồi tiếp trong tiết 2.4 đều có thể áp dụng được cho sơ đồ này.

2. Sơ đồ biến đổi dòng điện - điện áp (hình 7.7)

Trong sơ đồ này đại lượng dòng điện ở đầu vào được biến đổi thành đại lượng điện áp ở đầu ra. Đây là mạch hồi tiếp âm song song - điện áp. Có thể tính gần đúng hệ số truyền đạt của mạch điện hình 7.7 như sau.



Hình 7.7. Bộ khuếch đại đảo, sơ đồ biến đổi dòng điện - điện áp .

$$U_d = U_N = 0$$

$$U_d = R_N I_v + U_r = 0$$

Do đó
$$\frac{U_r}{I_v} = -R_N \qquad (7.22)$$

Khi tính biểu thức (7.22) ta đã coi $K_0 = \infty$. Thực tế K_0 hữu hạn, nhưng tính toán theo biểu thức (7.22) sai số phạm phải cũng không đáng kể.

3. Sơ đồ biến đổi điện áp - dòng điện

Nếu trong sơ đồ hình 7.6, ta thay R_N bởi điện trở tải mà dòng qua nó tỷ lệ với điện áp vào:

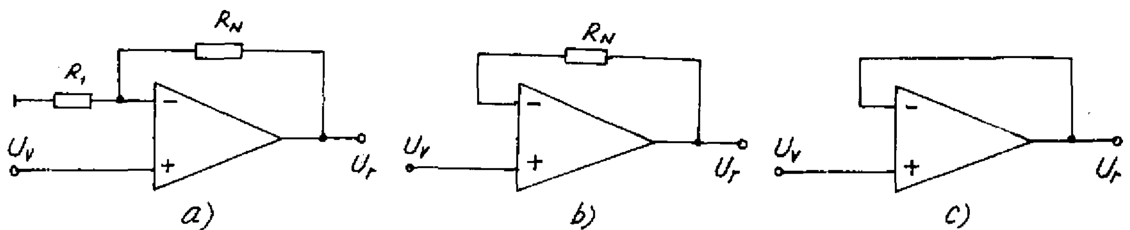
$$I = \frac{U_v}{R_1} \qquad (7.23)$$

thì ta có một mạch biến đổi điện áp - dòng điện với hệ số biến đổi là R_1.

7.2.2. Các sơ đồ khuếch đại thuận (hình 7.8)

Cả ba sơ đồ trên hình 7.8 đều là các sơ đồ biến đổi điện áp - điện áp, có mạch hồi tiếp âm nối tiếp điện áp.

Trước hết xét sơ đồ 7.8a.



Hình 7.8. Bộ khuếch đại thuận:
a) sơ đồ khuếch đại thông dụng ; b), c) sơ đồ khuếch đại lặp .

a) Trường hợp bộ khuếch đại lý tưởng: $K_0 = \infty$, $r_d = \infty$

Vì $K_0 = \infty$ và U_r hữu hạn, nên $U_d = 0$, nghĩa là $U_v = U_N$, mặt khác theo sơ đồ tính được

$$U_N = U_r \frac{R_1}{R_1 + R_N}$$

Từ đó rút ra

$$U_r = (1 + \frac{R_N}{R_1})U_v \qquad (7.24)$$

Vậy hệ số khuếch đại của mạch trong trường hợp này được tính theo biểu thức (7.25).

$$K' = 1 + \frac{R_N}{R_1} \qquad (7.25)$$

Trở kháng vào của bộ khuếch đại trong sơ đồ này bằng đúng điện trở vào hiệu, nghĩa là

$$Z_v = r_d = \infty \quad ,$$

vì điện áp vào U_v được đặt trực tiếp vào cửa thuận.

Đây là một đặc điểm rất quan trọng của sơ đồ khuếch đại thuận. Nó được sử dụng trong các bộ khuếch đại yêu cầu trở kháng vào lớn.

b) Trường hợp bộ khuếch đại thực: K_o hữu hạn

Theo hình 7.8a

$$U_N = \frac{R_1}{R_1 + R_N} U_r$$

$$U_d = \frac{U_r}{K_o} = U_v - U_N \neq 0; \text{vì } K_o \text{ hữu hạn} \quad .$$

Từ hai biểu thức trên tìm được

$$\frac{U_r}{K_o} = U_v - \frac{R_1}{R_1 + R_N} U_r$$

$$\frac{U_v}{U_r} = \frac{1}{K} = \frac{1}{K_o} + \frac{R_1}{R_1 + R_N} \qquad (7.26a)$$

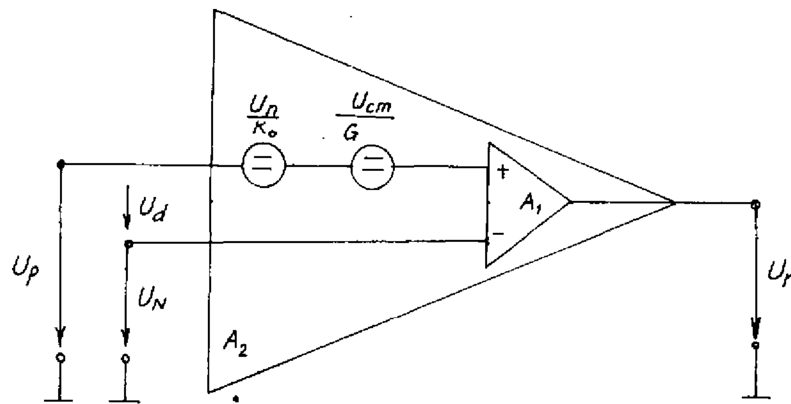
hoặc $$\frac{U_v}{U_r} = \frac{1}{K} = \frac{1}{K_o} + \frac{1}{K'} \qquad (7.26b)$$

Rõ ràng, khi $K_o = \infty$ thì các biểu thức (7.26) đồng nhất với biểu thức (7.25). Ngoài ra, khác với bộ khuếch đai đảo, trong bộ khuếch đại thuận còn có điện áp vào đồng pha, vì lúc này $U_N = U_v \neq 0$. Do hệ số nén tín hiệu đồng pha trong bộ khuếch đại thực hữu hạn,

nên trong mạch có thêm sai số do điện áp đồng pha gây nên. Để tính sai số đó, dùng quan hệ (7.6), trong đó thay $U_N = \frac{R_1}{R_1+R_N} U_r$, $U_d = U_v - U_N$ và $U_{cm} = U_v$, ta có

$$\frac{U_v}{U_r} = \frac{1}{K} = \frac{\frac{1}{K_o} + \frac{R_1}{R_1 + R_N}}{1 + \frac{K_{cm}}{K_o}} \approx \left(\frac{1}{K_o} + \frac{R_1}{R_1 + R_N}\right)\left(1 - \frac{1}{G}\right) \qquad (7.27)$$

So với (7.26a) có thể thấy được ảnh hưởng của hệ số nén đồng pha đến độ khuếch đại của mạch. Có thể minh họa ảnh hưởng đó bằng biểu thức (7.28) rút ra từ (7.6) và sơ đồ hình 7.9.



Hình 7.9. Ảnh hưởng của điện áp đồng pha đến bộ khuếch đại. :
A_1 - bộ khuếch đại lý tưởng ; A_2 - bộ khuếch đại thực .

$$U_d = \frac{U_r - K_{cm}U_{cm}}{K_o} = \frac{U_r}{K_o} - \frac{U_{cm}}{G} \qquad (7.28)$$

Các sơ đồ 7.8 b và c là các sơ đồ khuếch đại lặp. Áp dụng tính chất của bộ khuếch đại lý tưởng $U_d = 0$, $I_p = I_N = 0$, theo định luật Ôm, viết được:

$$U_v + U_d = U_r \text{ , do đó}$$

$$K' = \frac{U_r}{U_v} = 1 \qquad (7.29)$$

Như vậy điện áp ra cùng pha với điện áp vào và hệ số khuếch đại bằng 1. Các sơ đồ này thường được dùng để phối hợp trở kháng. Trong thực tế chỉ dùng sơ đồ 7.8 b, ở đây R_N dùng để bù ảnh hưởng của dòng tĩnh đến công tác của bộ khuếch đại thuật toán (xem tiết 7.3). Bảng 7.1 chỉ ra các tính chất cơ bản của hai sơ đồ điển hình trên hình 7.6 và 7.8a đại diện cho bộ khuếch đại đảo và bộ khuếch đại thuận.

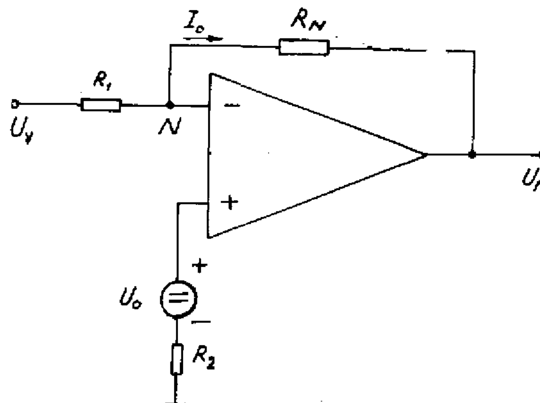
Bảng 7.1 .

Khuếch đại đảo	**Khuếch đại thuận**
Hồi tiếp âm nối tiếp điện áp	Hồi tiếp âm nối tiếp điện áp
Điện áp ra ngược pha với điện áp vào	Điện áp ra đồng pha với điện áp vào
Đầu vào đảo có điện thế bằng không (điểm đất ảo)	Đầu vào đảo có điện thế bằng điện áp vào
Dòng qua R_1, R_N: $I_v \approx \frac{U_v}{R_1}$ do nguồn tín hiệu cung cấp, do đó công suất nguồn tín hiệu vào phải lớn.	Dòng qua R_1, R_N: $I_1 = \frac{U_v}{R_1}$ không chạy qua nguồn tín hiệu, do điện áp ra cung cấp, do đó không yêu cầu công suất của nguồn tín hiệu.
Trở kháng vào $Z_v = R_1$	$Z_v = \infty$
Không có điện áp vào đồng pha	Điện áp vào đồng pha $U_{cm} = U_v$
Hệ số hồi tiếp $K_{ht} = \frac{R_1}{R_1 + R_N}$	$K_{ht} = \frac{R_1}{R_1 + R_N}$

7.3. Ảnh hưởng của dòng điện tĩnh, của điện áp lệch không, của hiện tượng trôi đến công tác của bộ khuếch đại thuật toán và các biện pháp bù

Khi dùng bộ khuếch đại thuật toán để khuếch đại tín hiệu một chiều có trị số nhỏ thì các sai số chủ yếu do dòng điện tĩnh, điện áp lệch không và hiện tượng trôi gây ra. Trong các tiết trước, khi tính toán đã bỏ qua sai số này.

Các dòng điện tĩnh I_P, I_N ở đầu vào bộ khuếch đại thuật toán thực chất là dòng bazo của các transistor tầng vào bộ khuếch đại thuật toán. Dòng tĩnh cửa thuận I_P và dòng tĩnh cửa đảo I_N thường gần bằng nhau. Dòng tĩnh cho trong các tài liệu kỹ thuật là trị trung bình của chúng. Các dòng tĩnh I_P và I_N gây ra sụt áp trên cửa vào. Do sự khác nhau của các điện trở của P và cửa N mà sụt áp này cũng khác nhau. Hiệu điện thế của chúng chính là điện áp lệch không. Để giữ cho điện áp lệch không nhỏ, trong bộ khuếch đại đảo không đấu cửa thuận trực tiếp xuống đất mà đấu qua điện trở R_2 như trên hình 7.10, R_2 có trị số bằng điện trở vào cửa đảo, nghĩa là



Hình 7.10. Một cách mắc bộ khuếch đại đảo để giảm điện áp lệch không.

$$R_2 = \frac{R_1 R_N}{R_1 + R_N} \qquad (7.30)$$

Lúc đó dòng tĩnh gây ra trên hai đầu vào các sụt áp là $I_N(R_1//R_N)$ và $I_P(R_1//R_N)$. Thường $I_P \approx I_N$, nên các sụt áp đó gần bằng nhau. Lúc này trên đầu vào bộ khuếch đại có thêm điện áp đồng pha $U_{cm} = I_t(R_1//R_N)$.

Thực tế $I_P \neq I_N$, nên dòng tĩnh $I_o = I_P - I_N$ còn gây ra một hiệu điện áp ở đầu vào, gọi là điện áp lệch không U_0. Sai số do nó gây ra trên đầu ra tính được dựa vào sơ đồ 7.10. Viết phương trình dòng điện nút cho nút N:

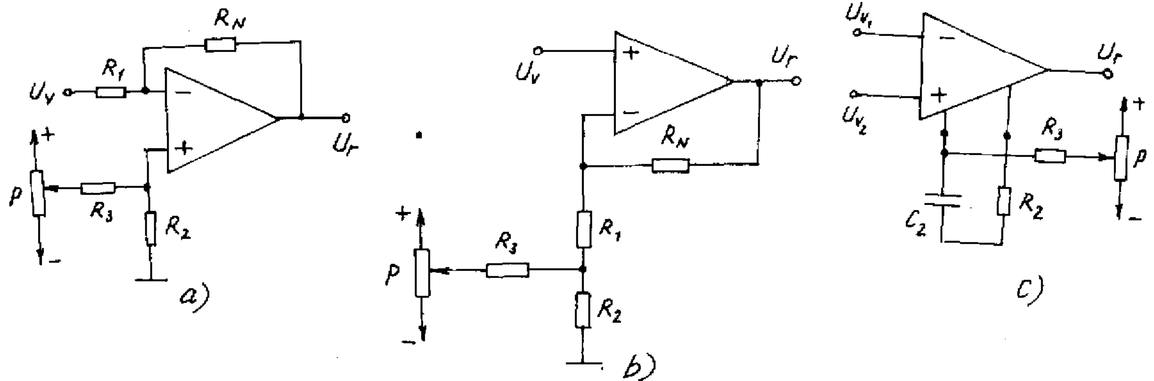
$$\frac{U_v - U_0}{R_1} + \frac{U_r - U_0}{R_N} = 0 \,, \qquad \text{suy ra}$$

$$U_r = -\frac{R_N}{R_1} U_v + (1 + \frac{R_N}{R_1})U_0 \qquad (7.31)$$

So sánh (7.31) với (7.15) tìm được sai số do điện áp lệch không gây ra trên đầu ra:

$$U_{ro} = (1 + \frac{R_N}{R_1})U_0 \qquad (7.32)$$

Hệ số khuếch đại K' của mạch càng lớn thì sai số này càng lớn. Với bộ khuếch đại thuận, sai số đó cũng được xác định theo biểu thức (7.32). Chú ý rằng U_0 có thể lấy dấu bất kỳ tùy thuộc quan hệ lớn bé giữa I_P và I_N.



Hình 7.11. Các mạch bù lệch không .

Để khử sai số này dùng các mạch bù điển hình biểu diễn trên hình 7.11. Việc bù điện áp lệch không được thực hiện theo nguyên tắc: mắc một trong hai đầu vào của bộ khuếch đại thuật toán với một nguồn điện áp biến đổi để có được một điện áp đặt lên cửa này có trị số bằng điện áp lệch không và có dấu ngược với dấu của nó ($-U_0$). Mạch bù như vậy được biểu diễn trên hình 7.11a, và 7.11b. Trường hợp cần phải để trống cả hai cửa vào của bộ khuếch đại thuật toán thì mắc mạch bù vào một cửa khác có liên quan với cửa vào. Hình 7.11c biểu diễn một mạch bù như vậy. Trong các sơ đồ trên phải chọn $R_3 >> R_2$ để khỏi ảnh hưởng đến quá trình làm việc bình thường của mạch, thường chọn R_2 khoảng một đến vài trăm Ω, R_3 khoảng vài trăm kΩ.

Sau khi đã khử ảnh hưởng của dòng tĩnh và điện áp lệch không, nguyên nhân gây sai số còn lại là hiện tượng trôi.

Sai số này xác định được theo biểu thức (7.33) (thay U_0 và I_0 trong hình 7.10 bởi ΔU_0 và ΔI_0).

$$\Delta U_{ro} = \Delta U_o(1+\frac{R_N}{R_1}) - \Delta I_o R_N \quad , \qquad (7.33)$$

ΔU_o - lượng trôi điện áp lệch không;
ΔI_o - lượng trôi dòng lệch không.
Biến đổi (7.33), ta có:

$$\Delta U_{ro} = \frac{R_o}{R_1}\ (1 + \frac{R_1}{R_N})\ [\Delta U_o - \Delta I_o(R_1//R_N)] \qquad (7.34)$$

Từ (7.34) rút ra kết luận sau: Nếu nguồn tín hiệu có trở kháng lớn ($R_1//R_N$ lớn) thì điện áp sai số ở đầu ra chủ yếu do trôi dòng lệch không đầu vào sinh ra. Ngược lại, nếu nguồn tín hiệu có trở kháng nhỏ (R_1 nhỏ) thì sai số đầu ra chủ yếu do điện áp lệch không ở đầu vào sinh ra. Do đó khi cần khuếch đại dòng một chiều nhỏ thì chọn $R_1//R_N$ nhỏ, nếu cần khuếch đại điện áp một chiều nhỏ thì chọn R_1 lớn.

Trong bộ khuếch đại xoay chiều, không cần quan tâm đến vấn đề bù lệch không.

7.4. Ổn định công tác của bộ khuếch đại thuật toán và các biện pháp bù tần số

7.4.1. Ổn định của một hệ thống có hồi tiếp

Hệ số khuếch đại hiệu của bộ khuếch đại thuật toán giảm ở tần số cao. Nguyên nhân gây ra sự giảm đó là do các điện dung mắc vào mạch cũng như điện dung ký sinh của tranzistor cùng với các điện trở của mạch tạo thành các mắt lọc thông thấp (xem mô hình 7.3). Đặc tuyến biên độ - tần số và đặc tuyến pha của bộ khuếch đại thuật toán được biểu diễn trên hình 7.4. Khi $f > f_{\alpha 1}$ thì khâu lọc R_1C_1 có tần số giới hạn thấp nhất quyết định dạng đặc tuyến tần số của bộ khuếch đại thuật toán. Biết rằng hệ số truyền đạt của một khâu lọc thông thấp bậc 1 được xác định theo biểu thức:

$$K_L = \frac{1}{1 + jf/f_{max}} \qquad (7.35)$$

với
$$f_{max} = \frac{1}{2\pi RC} = f_\alpha$$

Do đó modun và pha hệ số truyền đạt của bộ lọc thông thấp bằng:

$$|K_L| = \frac{1}{\sqrt{1 + f^2/f^2_{max}}} \qquad (7.36a)$$

$$\varphi_L = -\text{arctg}\, f/f_{max} \qquad (7.36b)$$

Rõ ràng khi $f >> f_{max}$ thì $|K_L| \approx \frac{f_{max}}{f}$, nghĩa là đặc tuyến tần số giảm với độ dốc m = -20dB/Decade và $\varphi_L \approx -90^o = \varphi$.

Do đó có thể dùng biểu thức gần đúng (7.37) để biểu diễn quan hệ giữa độ dốc của đặc tuyến tần số m và góc lệch pha φ của bộ khuếch đại trong phạm vi tần số nào đó.

$$\varphi = -4{,}5^{o}.m \qquad \text{(dB/D)} \qquad (7.37)$$

Tương tự như vậy khi $f > f_2$ thì bộ lọc thông thấp thứ 2 lại ảnh hưởng đến đặc tuyến biên độ - tần số của bộ khuếch đại, do đó đặc tuyến tần số có độ dốc m = -40dB/Decade và góc lệch pha φ xác định theo (7.37): $\varphi = -180^{o}$. Lý luận tương tự cho dải tần số cao hơn, sẽ vẽ được đặc tuyến trên hình 7.4.

Bây giờ ta xét điều kiện ổn định của một hệ thống khuếch đại có hồi tiếp hay nói riêng của bộ khuếch đại có hồi tiếp. Như đã nói ở trên, khi $f >> f_{\alpha 2}$, $\varphi = -180^{o}$, nghĩa là vai trò của cửa thuận P và cửa đảo N của bộ khuếch đại thuật toán đổi lẫn cho nhau và hồi tiếp âm trong bộ khuếch đại thuật toán trở thành hồi tiếp dương trong dải tần số này.

Theo các điều kiện sẽ được chứng minh trong chương 9 thì một mạch sẽ có dao động tại một tần số nào đó, nếu mạch có hồi tiếp dương ($\varphi = -180^{o}$) tại tần số đó và các tham số của mạch thỏa mãn điều kiện (7.38).

$$K_o K_{ht} \geq 1 \qquad (7.38)$$

Với mạch khuếch đại thuật toán đã xác định được $K_{ht} = \dfrac{R_1}{R_1 + R_N}$ (theo bảng 7.1).

Đối với bộ khuếch đại đảo $K_{ht} = \dfrac{1}{1 + K'_o}$

Đối với bộ khuếch đại thuận, $K_{ht} = \dfrac{1}{K'_o}$, $\qquad (7.39)$

trong đó K'_o là hệ số khuếch đại ở tần số thấp của bộ khuếch đại có hồi tiếp.

Từ (7.39) và (7.38) suy ra điều kiện để mạch làm việc ổn định (7.40) :

$$K_{ht}K_o(\varphi = -180^{o}) = \frac{K_o(\varphi = -180^{o})}{K'_o} < 1 \qquad (7.40)$$

Vậy một hệ thống có hồi tiếp gọi là ổn định, nếu hệ số khuếch đại vòng $K_v = K_o K_{ht} < 1$ hay $K_o < K'_o$ trước khi góc lệch pha $\varphi = -180^{o}$. Nói cách khác, một hệ thống có hồi tiếp gọi là ổn định nếu đặc tính biên độ - tần số của hệ số khuếch đại vòng khi qua điểm 0 dB($K_o K_{ht} = 1$) ứng với tần số cắt, có độ dốc nhỏ hơn -40 dB/D ($\varphi < -180^{o}$). Trong thực tế để đảm bảo an toàn thường chỉ cho phép m = -20 dB/D xung quanh tần số cắt f_c.

7.4.2. Các biện pháp bù đặc tuyến tần số (bù pha)

1. Khả năng bù

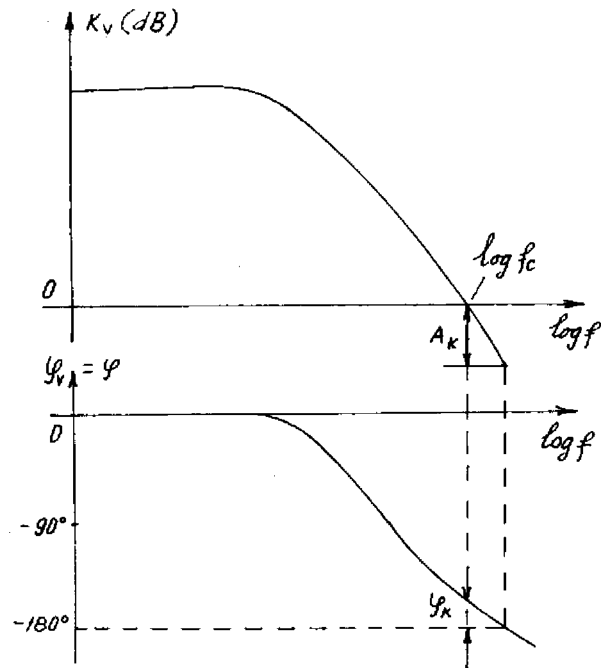
Để phán đoán mức độ ổn định của một hệ thống có hồi tiếp dùng độ dự trữ về biên độ A_K hoặc độ dự trữ về pha φ_K (hình 7.12).

+ Độ dự trữ về biên độ A_K là giá trị của hệ số khuếch đại vòng tính theo dB ở tần số mà góc pha của hệ số khuếch đại vòng $\varphi_v = -180^{o}$. Nếu $A_K < 0$ thì $|A_K|$ chính là giá trị cần phải bù thêm để cho tích $K_o K_{ht} = 1$ (trường hợp mất ổn định).

+ Độ dự trữ về pha φ_K là hiệu pha của góc pha $\varphi = 180^{o}$ và góc pha ứng với tần số cắt f_c tức ứng với $|K_o K_{ht}| = 1$.

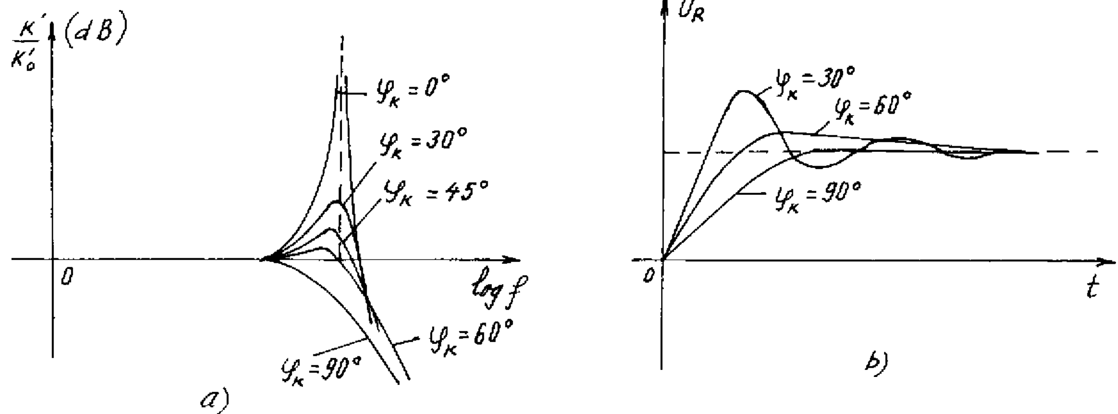
Độ dự trữ về biên độ và về pha càng lớn thì hệ thống càng ổn định. Chúng liên quan chặt chẽ với nhau, do đó trong thực tế chỉ cần dùng một trong hai tham số, thường dùng độ dự trữ về pha φ_K.

Với bộ khuếch đại có mạch hồi tiếp âm không phụ thuộc tần số, nghĩa là mạch hồi tiếp không gây ra một góc di pha phụ nào, thì độ dự trữ về pha $\varphi_K = 45^0$ là hoàn toàn đủ để cho bộ khuếch đại làm việc ổn định. Khi mạch hồi tiếp của bộ khuếch đại không phải thuần trở, nghĩa là nó có một góc di pha phụ nào đó thì yêu cầu độ dự trữ về pha phải lớn hơn, thậm chí $\varphi_K = 90^0$.



Hình 7.12. Đặc tính biên độ tần số và đặc tính pha - tần số của hệ số khuếch đại vòng. Minh họa lượng dự trữ về biên độ A_K và lượng dự trữ về pha φ_K.

Độ dự trữ về pha liên quan đến đáp ứng xung và đến đặc tính tần số của bộ khuếch đại. Hình 7.13 minh họa kết luận này. Khi độ dự trữ về pha φ_K giảm thì hồi tiếp âm trong bộ khuếch đại dần dần chuyển thành hồi tiếp dương, lúc đó hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại có hồi tiếp tăng lên trong một khoảng tần số nào đó, khi $\varphi_K = 0^0$ thì mạch có thể tự kích, lúc đó $K' = \infty$.



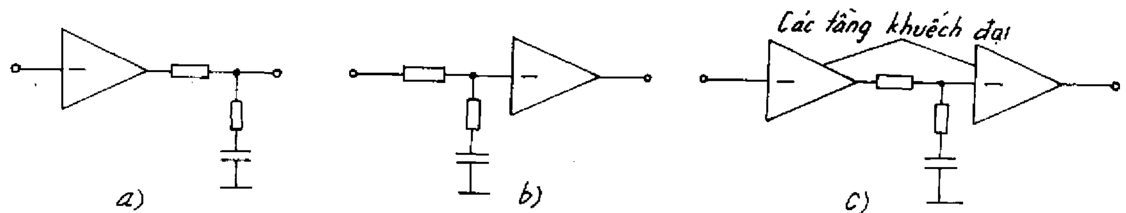
Hình 7.13. a) đặc tính tần số của bộ khuếch đại có hồi tiếp;
b) đáp ứng xung của bộ khuếch đại có hồi tiếp.

Biến đổi Laplace cho thấy quan hệ chặt chẽ giữa đặc tính tần số và đáp ứng xung của một hệ thống nào đó. Hình 7.13b biểu diễn đáp ứng xung của bộ khuếch đại có hồi tiếp với các giá trị khác nhau của φ_K. Với $\varphi_K = 90^0$, quá trình quá độ không tuần hoàn, khi φ_K giảm thì quá trình quá độ là một quá trình dao động tắt dần và khi $\varphi_K = 0$ thì mạch

có dao động hình sin. Trên hình 7.12 đã giả thiết góc pha φ_v của hệ số khuếch đại vòng bằng góc pha φ của hệ số khuếch đại không tải. Điều này hoàn toàn đúng, nếu mạch hồi tiếp thuần trở. Lúc đó dạng của K_v cũng giống dạng của K_o. Để đơn giản ta sẽ tiếp tục dùng giả thiết này ở phần sau. Ngoài ra còn giả thiết các điểm cực ứng với $f_{\alpha 1}$, $f_{\alpha 2}$, $f_{\alpha 3}$ cách nhau khá xa, nghĩa là $f_{\alpha 1} << f_{\alpha 2} << f_{\alpha 3}$.

Về nguyên tắc, bù tần số hay còn gọi là bù pha thực chất là làm thay đổi đặc tính tần số của hệ số khuếch đại vòng sao cho $|K_v| = |K_o K_{ht}| < 1$ trước khi $\varphi = -180^o$. Để thực hiện điều đó có thể thay đổi K_o gọi là mạch bù trong, hoặc thay đổi K_{ht} gọi là mạch bù ngoài hoặc đồng thời thay đổi cả K_o và K_{ht} gọi là mạch bù hỗn hợp. Thường hay dùng mạch bù trong, vì sự thay đổi của K_o ít ảnh hưởng đến hàm truyền đạt K' của bộ khuếch đại có hồi tiếp.

Các mạch bù có thể mắc ở đầu ra, ở đầu vào hoặc giữa các tầng của bộ khuếch đại thuật toán (hình 7.14).



Hình 7.14. Các cách mắc mạch bù tần số vào bộ khuếch đại:
a) mắc mạch bù ở đầu ra bộ khuếch đại ;
b) mắc mạch bù ở đầu vào bộ khuếch đại;
c) mắc mạch bù giữa các tầng của bộ khuếch đại.

2. Các biện pháp bù

Căn cứ vào đặc tuyến truyền đạt của các mạch bù, có thể phân biệt bốn loại khác nhau: mạch bù với một điểm cực, mạch bù cực không, mạch bù cực không hai khâu và mạch bù điểm không. Các mạch bù đều nhằm giảm độ dốc của đặc tuyến biên độ - tần số của hệ số khuếch đại vòng xung quanh tần số cắt f_c, nghĩa là giảm góc lệch pha φ tại $|K_o K_{ht}| = 1$.

a) Mạch bù với một điểm cực (bù lag, hình 7.15)

Trong mạch bù loại này, người ta tạo thêm một điểm cực ở tần số thấp cho hàm truyền đạt của hệ số khuếch đại vòng của bộ khuếch đại.

Mạch bù là một khâu lọc thông thấp có hàm truyền đạt được biểu diễn bởi biểu thức (7.41) và hình 7.15a

$$H(P) = \frac{1}{1 + PT_P}, \qquad (7.41)$$

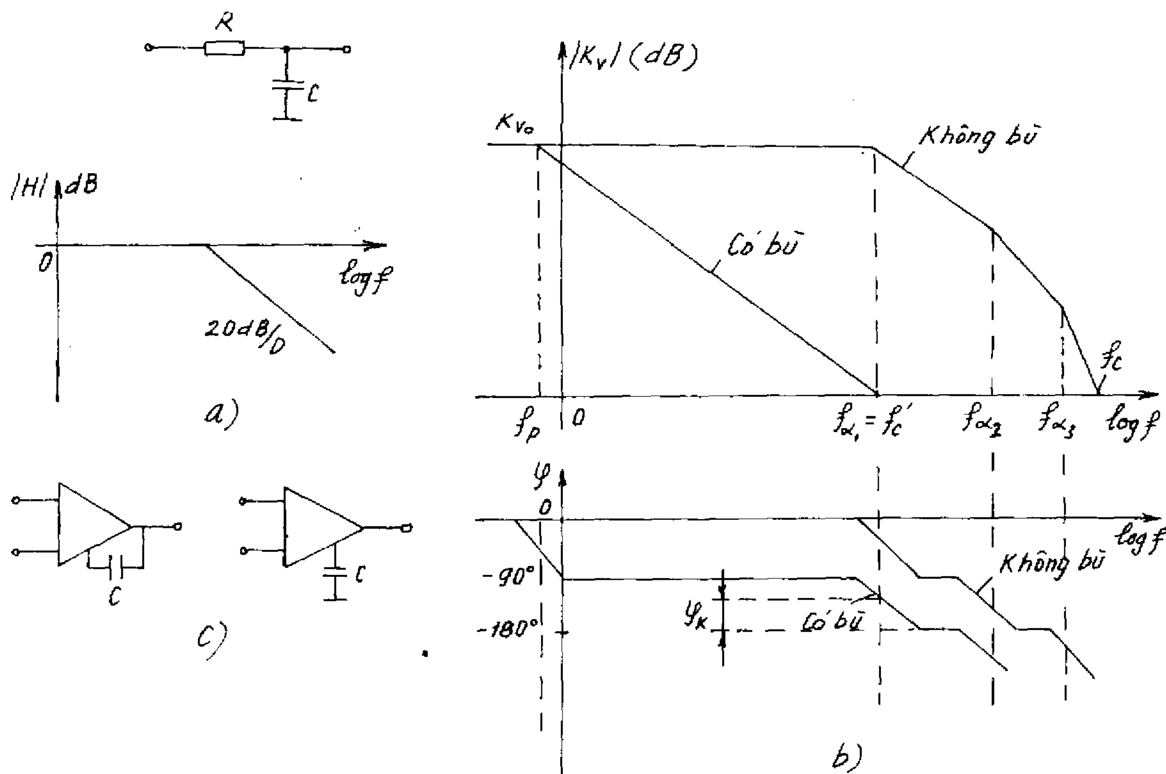
trong đó,

$$T_P = \frac{1}{2\pi f_P}$$

$$f_P = \frac{1}{2\pi RC}$$ - tần số giới hạn của khâu bù.

Tần số giới hạn của khâu bù được chọn sao cho tần số cắt f'_c của bộ khuếch đại có bù thỏa mãn điều kiện (7.42) nhằm đảm bảo cho góc pha tương ứng với $f_{\alpha 2}, f_{\alpha 3}, \ldots$ không ảnh hưởng đến đặc tính của bộ khuếch đại có bù.

$$f'_c << f_{\alpha 2}, f_{\alpha 3}, \ldots \qquad (7.42).$$



Hình 7.15. Bù tần số với mạch bù có một điểm cực:
a) sơ đồ và đặc tính tần số của mạch bù có một điểm cực; b) đặc tính biên độ - tần số và đặc tính pha - tần số của bộ khuếch đại có bù và không bù; c) các cách mắc mạch bù vào bộ khuếch đại.

Do đó trong khu vực mà $|K_v| \geq 1$ ta có thể bỏ qua các điểm cực $f_{\alpha 1}, f_{\alpha 2}, \ldots$ và có thể biểu diễn K_v theo biểu thức (7.43).

$$K_{v(P)} = K_o K_{ht} = \frac{K_{vo}}{1 + PT_P}, \qquad (7.43)$$

K_{V_0} - hệ số khuếch đại vòng ở tần số thấp ($f < f_P$).

Khi chọn $f_{\alpha 1} = f'_c$ thì $\varphi_K = 45^0$ (hình 7.15b). Cũng có thể chọn $f'_c < f_{\alpha 1}$, để cho $\varphi_K > 45^0$. Từ (7.43) ta viết được

$$K_v = \frac{K_{vo}}{1 + jf/f_P}, \quad \text{ở tần số } f >> f_P \text{ ta có}$$

$$|K_v| \approx K_{vo}\frac{f_P}{f} \qquad (7.44)$$

Tại tần số cắt mới f'_c, $|K_V| = 1$, do đó từ (7.44) suy ra

$$f_P = \frac{f'_c}{K_{Vo}} \qquad (7.45)$$

Biểu thức (7.45) xác định mối quan hệ giữa tần số giới hạn của khâu bù và tần số cắt f'_c của bộ khuếch đại có bù.

Độ rộng dải tần của bộ khuếch đại với mạch bù một điểm cực được xác định theo (7.46).

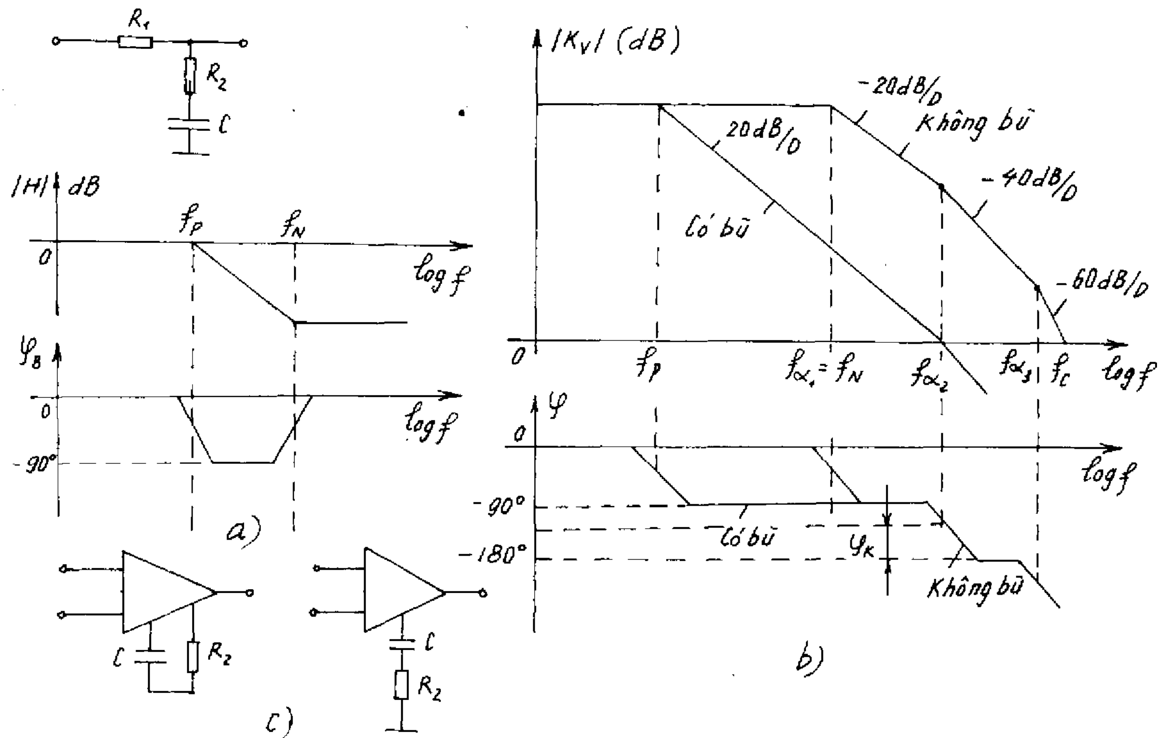
$$B = f'_c \le f_{\alpha 1}. \qquad (7.46)$$

B khá nhỏ, vì vậy nó chỉ được dùng khi cần khuếch đại tín hiệu âm tần. Muốn tăng độ rộng dải tần phải dùng loại mạch bù khác.

Trong thực tế, điện trở *R* của khâu bù (hình 7.15a) là điện trở trong của mạch tại điểm mắc mạch bù, do đó khâu bù thực chất chỉ gồm một tụ điện ở mạch ngoài và tụ điện đó được đấu như trên hình 7.15c.

b) Mạch bù cực không (bù lag - lead, hình 7.16)

Sơ đồ mạch bù được biểu diễn trên hình 7.16a.



Hình 7.16. Bù tần số với mạch bù cực không :
a) sơ đồ mạch bù, đặc tính tần số và pha của mạch bù; b) đặc tính biên độ - tần số và pha - tần số của bộ khuếch đại có bù và không bù; c) các cách mắc mạch bù vào bộ khuếch đại.

Mạch bù cò hàm truyền đạt phức:

$$H(P) = \frac{1 + PT_N}{1 + PT_P} , \quad (5.47)$$

trong đó, $T_N = \dfrac{1}{2\pi f_N}$; $T_P = \dfrac{1}{2\pi f_P}$;

$$f_N = \frac{1}{2\pi CR_2} , \qquad f_P = \frac{1}{2\pi C(R_1 + R_2)}$$

Mạch bù có một điểm cực tại f_P và một điểm không tại f_N, với $f_P < f_N$. Chọn f_N sao cho nó khử được điểm cực $f_{\alpha 1}$ của bộ khuếch đại, nghĩa là

$$f_N = f_{\alpha 1}.$$

Hàm truyền đạt của bộ khuếch đại có bù là tích hàm truyền đạt của bộ khuếch đại chưa bù với hàm truyền đạt của khâu bù.

$$K_v = \frac{K_{vo}}{(1 + PT_{\alpha 1})(1 + PT_{\alpha 2})(1 + PT_{\alpha 3})} \times \frac{1 + PT_N}{1 + PT_P}$$

Khi $f_{\alpha 1} = f_N$ thì:

$$K_v = \frac{K_{vo}}{(1 + PT_{\alpha 2})(1 + PT_{\alpha 3})(1 + PT_P)} \quad (7.48)$$

Theo (7.48) điểm cực $f_{\alpha 1}$ đã bị điểm không f_N khử. Nếu chọn $f'_c = f_{\alpha 2}$ (hình 7.15b) thì $\varphi_K = 45^o$, giảm f'_c thì φ_K tăng. Độ rộng dải tần của bộ khuếch đại có bù:

$$B = f'_c \leq f_{\alpha 2} \quad (7.49)$$

Mạch có thể khuếch đại tín hiệu có tần số tương đối cao.

Để tính toán mạch bù thường chọn trước R_1, hai tham số còn lại được xác định phụ thuộc vào giá trị f_N và f_P được chọn.

Mạch bù được đấu vào bộ khuếch đại như trên hình 7.16c, R_1 của mạch bù là điện trở trong của mạch khuếch đại tại điểm đấu mạch bù.

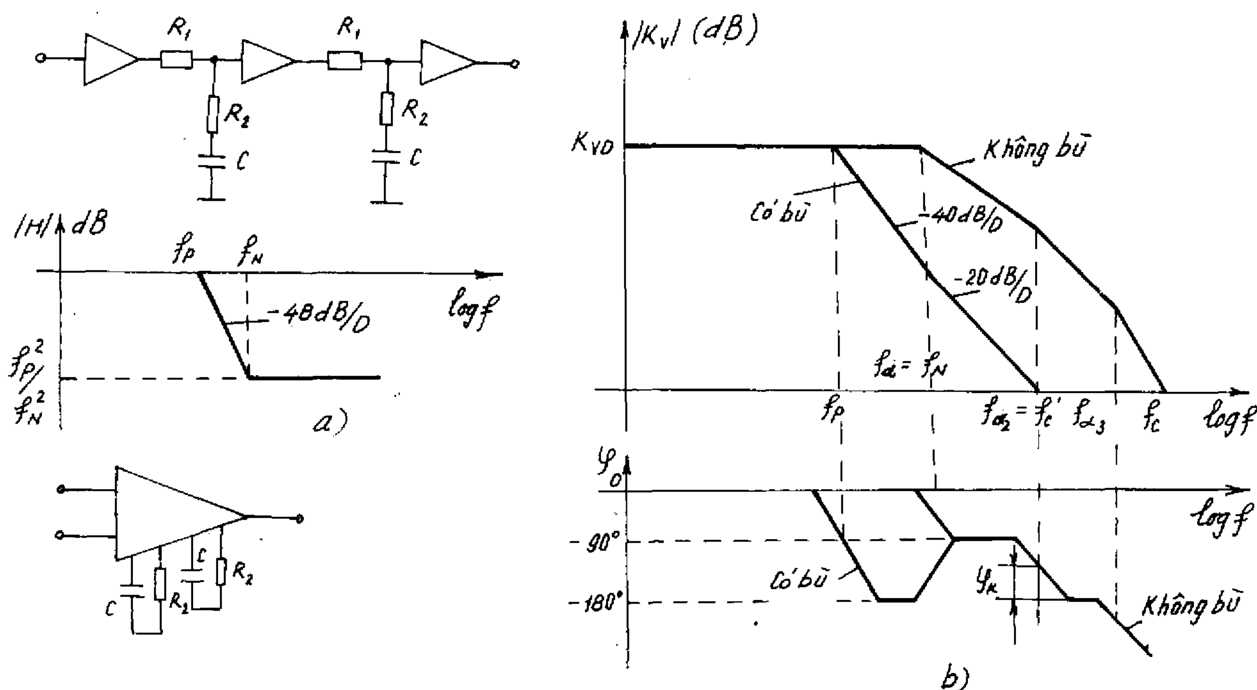
c) Mạch bù cực không hai khâu (hình 7.17)

Ở đây dùng hai khâu bù cực không (hình 7.16a), tần số điểm cực và tần số điểm không của hai khâu bù giống nhau, do đó đồ thị Bode của mạch bù trong khoảng f_N và f_P có độ dốc - 40dB/D, nhờ vậy có thể nâng f_P lên phạm vi cao hơn (hình 7.17b). Với cách bù này

$$B = f'_c \leq f_{\alpha 2} ,$$

không lớn hơn so với B của mạch bù cực không một khâu đã xét ở mục 2, nhưng f_P tăng, do đó có thể tăng được tác dụng của hồi tiếp trong phạm vi tần số rộng hơn.

Các cách mắc mạch bù được biểu diễn trên hình 7.17c.



Hình 7.17. Bù tần số với mạch bù cực – không hai khâu :
a) sơ đồ và đặc tính tần số của mạch bù ;
b) đặc tính biên độ – tần số và pha – tần số của bộ khuếch đại có bù và không bù.

d) Mạch bù với một điểm không (hình 7.18)

Sơ đồ mạch bù và hàm truyền đạt của nó được biểu diễn trên hình 7.18a. Trong mạch này

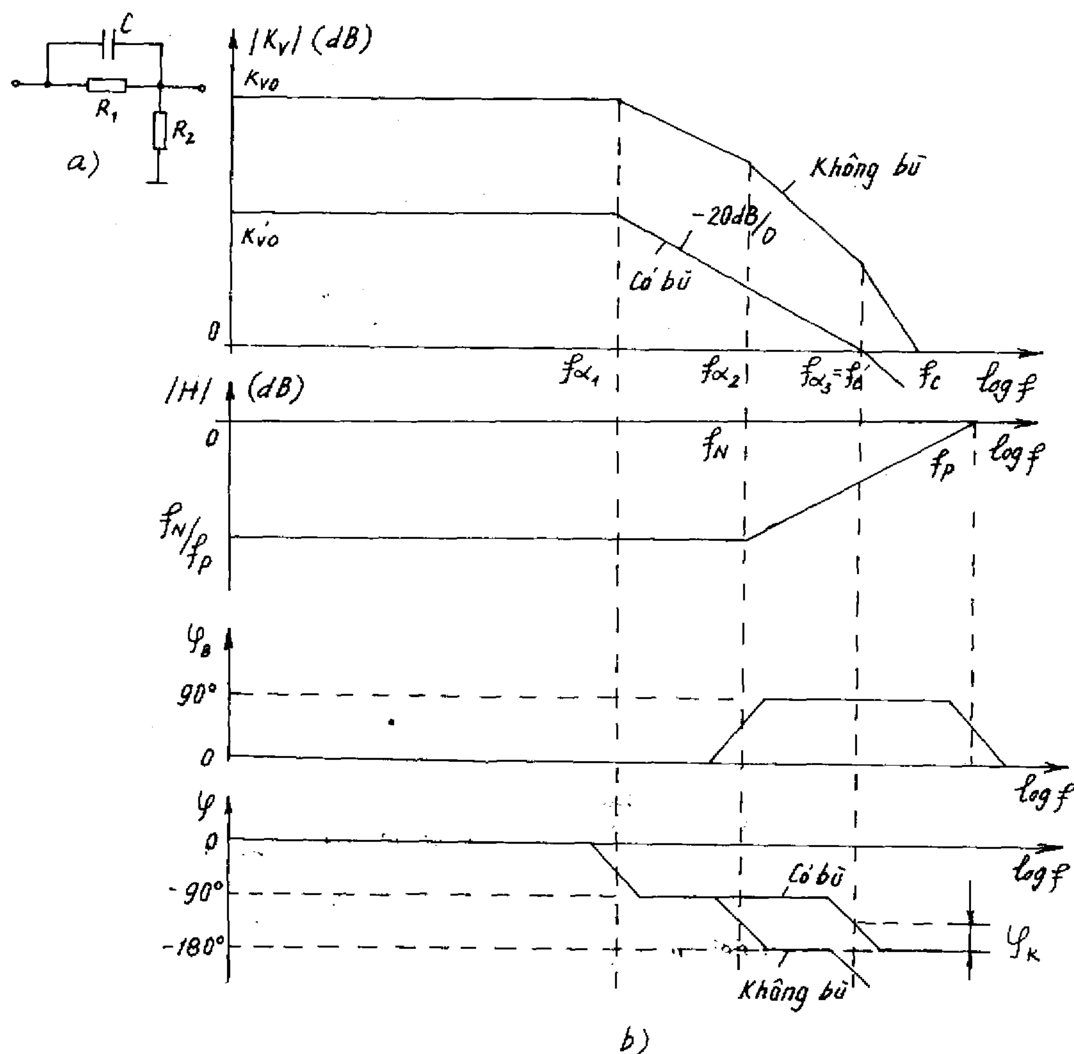
$$H(p) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + PT_N}{1 + PT_P} \tag{7.50}$$

trong đó, $T_N = \dfrac{1}{2\pi f_N}$; $T_P = \dfrac{1}{2\pi f_P}$

$$f_N = \frac{1}{2\pi R_1 C} \; ; \; f_P = \frac{1}{\dfrac{2\pi R_1 R_2}{R_1 + R_2} C}$$

Mạch bù có một điểm cực f và một điểm không f_N với $f_P > f_N$. Chọn f_N và f_P sao cho chỉ có điểm không f_N nằm trong dải tần công tác và f_P nằm xa ra

ngoài ; do đó chỉ có f_N làm thay đổi đặc tính tần số của bộ khuếch đại có hồi tiếp. Chính vì thế mạch bù này được gọi là mạch bù có một điểm không.



Hình 7.18. Bù tần số với một điểm không :
a) sơ đồ mạch bù ; b) đặc tính tần số của bộ khuếch đại khi có bù và không bù

Hàm truyền đạt của hệ số khuếch đại vòng khi có bù :

$$K_v = \frac{K_{vo}}{(1 + PT_{\alpha 1})(1 + PT_{\alpha 2})(1 + PT_{\alpha 3}} \frac{1 + PT_N}{1 + PT_P} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Chọn $T_N = T_{\alpha 2}$ tức $f_N = f_{\alpha 2}$ thì điểm cực với $f_{\alpha 2}$ mất. Tại $f = 0$,

$$|H(P)| = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{f_N}{f_P}$$

Dải tần công tác của bộ khếch đại có mạch bù kiểu này là

$$B = f'_c \leq f_{\alpha 3} , \qquad (7.52)$$

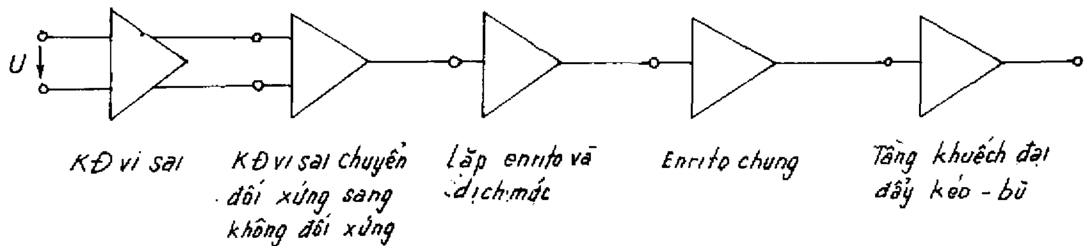
B khá rộng, tuy nhiên ở tần số thấp, hệ số khuếch đại K_{vo} giảm một lượng f_N/f_P.

Trên đây là các loại mạch bù trong. Thực tế còn có các mạch bù ngoài, nhưng ở đây không xét đến, vì chúng ít được dùng.

7.5. Cấu trúc bên trong của bộ khuếch đại thuật toán

Cấu trúc bên trong của các bộ khuếch đại thuật toán rất khác nhau tùy thuộc vào mục đích ứng dụng của chúng. Dù cấu trúc cụ thể thế nào chúng cũng phải thỏa mãn những yêu cầu cơ bản: hệ số khuếch đại lớn, lệch không nhỏ, các dòng tĩnh nhỏ, trở kháng vào lớn, trở kháng ra nhỏ, đầu vào đối xứng và điện áp ra ở chế độ tĩnh bằng không.

Căn cứ vào những yêu cầu đó, đưa ra sơ đồ cấu trúc tổng quát của bộ khuếch đại thuật toán trên hình 7.19.



Hình 7.19. Sơ đồ cấu trúc tổng quát của bộ khuếch đại thuật toán.

Để có đầu vào đối xứng, tầng vào bao giờ cũng là một tầng khuếch đại vi sai có dòng tĩnh nhỏ, trở kháng vào lớn và cho phép mắc thêm mạch bù trôi ở ngoài.

Tầng thứ hai thường cũng là một tầng khuếch đại vi sai cho phép chuyển từ đầu vào đối xứng sang đầu ra không đối xứng.

Các tầng trung gian có nhiệm vụ khuếch đại tín hiệu đủ lớn để kích thích cho tầng cuối.

Tầng cuối phải đảm bảo dòng ra lớn, điện áp ra lớn và điện trở ra nhỏ. Mạch điện hay dùng cho tầng này là mạch đẩy kéo - bù kèm theo một mạch hạn dòng.

Để đảm bảo yêu cầu về điện áp ra bằng không ở chế độ tĩnh phải có mạch dịch mức nằm trong một phần mạch nào đó của bộ khuếch đại thuật toán. Biết rằng, khi dùng các tầng khuếch đại có các tranzistor *npn*, thì điện thế tĩnh lần lượt của các tầng bị đẩy dần về phía các giá trị dương. Mạch dịch mức có nhiệm vụ đẩy lùi điểm tĩnh về phía âm. Các mạch ghép giữa các tầng đã xét trong tiết 7.1.1 làm nhiệm vụ này.

Không phải khi nào bộ khuếch đại thuật toán cũng có đầy đủ các tầng như trên sơ đồ khối 7.19. Sau đây sẽ xét một số sơ đồ cấu trúc điển hình của bộ khuếch đại thuật toán.

7.5.1. Các sơ đồ khuếch đại thuật toán dạng đơn giản

Hình 7.20 đưa ra hai dạng sơ đồ đơn giản của bộ khuếch đại thuật toán

Trên hình 7.20a, T_1, T_2 là tầng vào khuếch đại vi sai nối với nguồn dòng T_3. Để trở kháng vào r_d lớn và dòng tĩnh nhỏ, tầng này phải làm việc với dòng colecto nhỏ. Tuy nhiên cũng không dùng dòng colecto quá nhỏ làm cho hệ số khuếch đại dòng điện giảm và làm tăng ảnh hưởng của tạp âm đối với bộ khuếch đại, thường chọn I_c trong phạm vi 10μA

đến 1mA. Vì chỉ cần một đầu ra, nên có thể bỏ bớt một điện trở R_c trên colecto T_1, điều này không ảnh hưởng đến công tác của mạch, vì dòng colecto hầu như không phụ thuộc vào U_{CE}. Tuy nhiên, tổn hao trên 2 tranzistor sẽ khác nhau làm cho nhiệt độ của chúng khác nhau gây ra trôi lớn. T_4 là mạch biến đổi trở kháng để có trở kháng ra nhỏ. Để T_2 không bão hòa, phải chọn điện thế colecto đủ lớn ($\frac{1}{2}U_{cc}$). Trong sơ đồ này dùng diot Zener để dịch mức. Điện áp Zener của điot là $\frac{1}{2}U_{cc}$-0,6V. Vì điện áp colecto T_2 nằm trong phạm vi (0 ÷ U_{cc}), nên điện áp ra thay đổi trong phạm vi (- $\frac{1}{2}U_{cc}$ ÷ $\frac{1}{2}U_{cc}$).

Hình 7.20. Các sơ đồ khuếch đại vi sai đơn giản.

Bộ khuếch đại vi sai loại này (có một tầng khuếch đại điện áp) thường được dùng theo kiểu mạch lặp điện áp (hình 7.8b,c). Một dạng sơ đồ khác được cấu tạo theo kiểu mạch lặp điện áp được biểu diễn trên hình 7.20b. Trong sơ đồ này, cửa vào đảo N được nối với đầu ra qua R_K. Khâu R_KC_K là khâu bù tần số . Ở đây dùng nguồn dòng T_5 và T_6 thay cho điện trở R_c và R_4 trong sơ đồ 7.20a.

Điện thế emito của bộ khuếch đại vi sai: U_v - 0,6V. Do mạch hồi tiếp qua R_K, $U_R = U_v$, nên điện thế bazo của T_4 là U_v + 0,6V. Điện áp U_{CET_1} =0,6V và U_{CET_2} = 1,2V không phụ thuộc vào điện áp vào. Vì vậy có thể bỏ mạch dịch mức dùng điot Zener.

7.5.2. Bộ khuếch đại thuật toán có hai tầng khuếch đại điện áp (hình 7.21)

Tầng vào khuếch đại vi sai giống tầng vào trên hình 7.20a. Tầng thứ 2 là tầng khuếch đại emito chung (T_4). Chọn điện thế tĩnh trên colecto T_4 sao cho

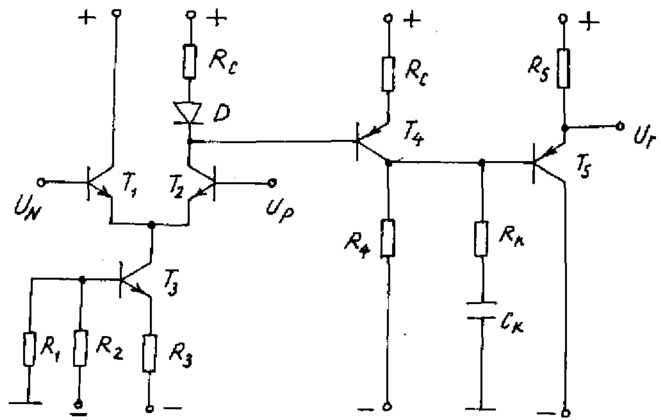
Hình 7.21. Bộ khuếch đại thuật toán có hai tầng khuếch đại điện áp.

điện áp ra tĩnh bằng không. Dòng colecto tĩnh của T_4 được xác định bởi R_4. Diện trở R_C được chọn sao cho $U_{BET_4} \approx 0{,}6V$. Nhược điểm của sơ đồ là hạ áp trên R_C quá bé, làm cho hệ số khuếch đại điện áp của T_2 bé (khoảng 5 lần). Vì tầng vào có hệ số khuếch đại điện áp nhỏ, nên trôi do nó sinh ra ít ảnh hưởng đến trôi của toàn mạch, trôi của toàn mạch chủ yếu do T_4 quyết định.

$R_K C_K$ là khâu bù tần số.

7.5.3. Bộ khuếch đại thuật toán dùng mạch điện có dòng đối xứng (gương dòng điện)

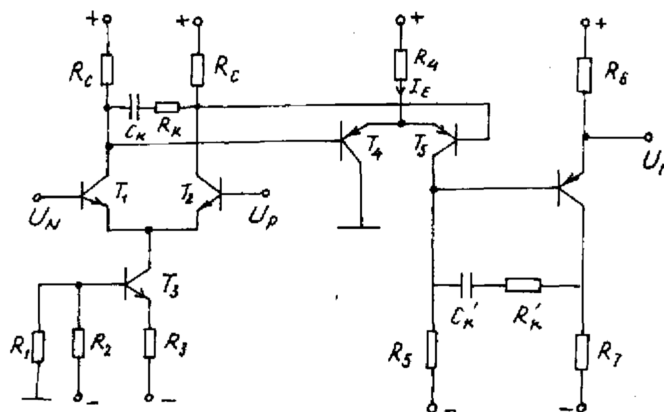
Để giảm trôi do T_4 (hình 7.21) gây ra, mắc thêm một khâu mạch để bù trôi điện áp bazo-emito của T_4. Diod D trên hình 7.22 làm nhiệm vụ đó, nhờ đó hạ áp trên hai điện trở R_C như nhau, do đó dòng colecto của T_4 bằng dòng colecto của T_2. Mạch này vì vậy còn được gọi là gương dòng điện. Nó cũng có tác dụng dịch mức như T_4 trong hình 7.21, nhưng nhờ có bù trôi, nên mức dịch đạt được khá chính xác.



Hình 7.22. Bộ khuếch đại thuật toán dung gương dòng điện.

7.5.4. Bộ khuếch đại thuật toán dùng khuếch đại vi sai bù (hình 7.23)

Sơ đồ này giống sơ đồ trên hình 7.21, T_4 được thay bởi bộ khuếch đại vi sai gồm T_4, T_5. Nhờ đó mạch có thêm một số ưu điểm: có thể tăng hạ áp trên R_C để có hệ số khuếch đại điện áp của tầng vào lớn hơn. Do có nguồn dòng T_3, nên ở đầu ra bộ khuếch đại vào không có điện áp đồng pha, vì thế không cần mắc thêm nguồn dòng ở vị trí của R_4. Do kết cấu của bộ khuếch đại vào nên điện thế emito U_E của T_4, T_5 có giá trị xác định. Điện thế này càng lớn khi R_C càng nhỏ và do đó hệ số khuếch đại điện áp càng nhỏ. Cho trước U_E, ta tính được



Hình 7.23. Bộ khuếch đại thuật toán dùng mạch khuếch đại vi sai bù.

$$R_4 = \frac{U_{cc} - U_E}{I_E} \quad \text{và} \quad R_5 = \frac{U_{cc} - 0{,}6V}{\frac{1}{2} I_E}$$

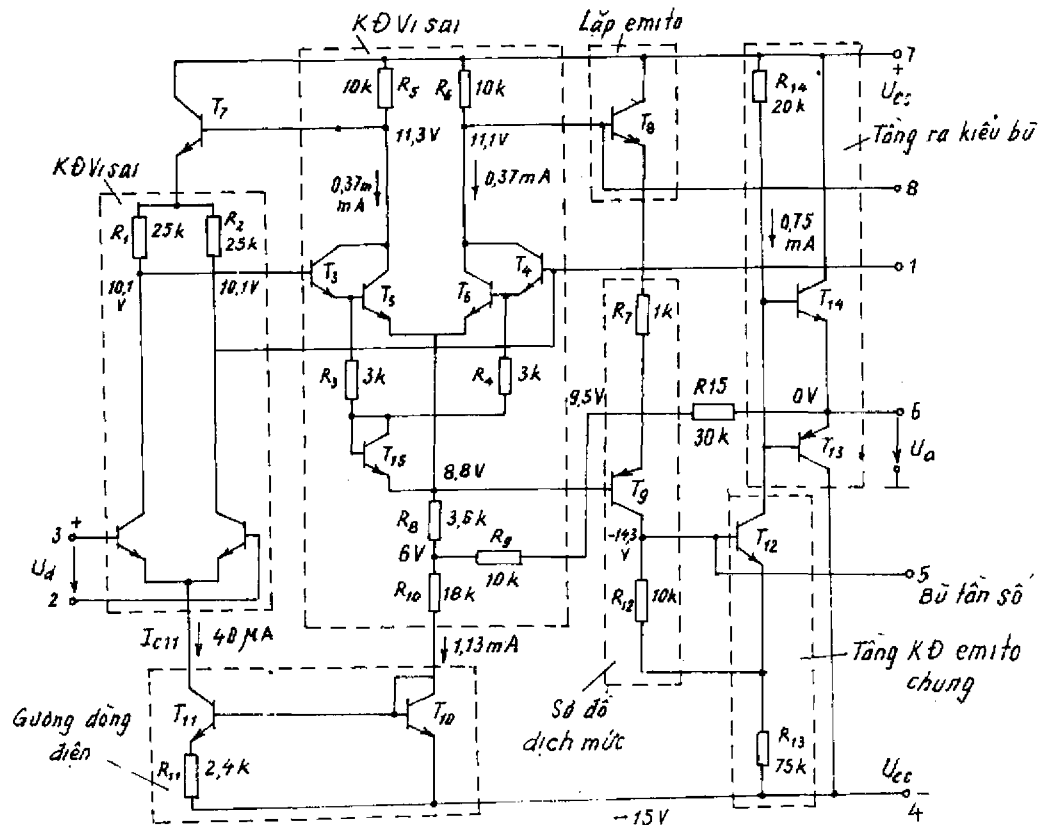
sao cho điện áp ra tĩnh bằng không.

Trong các bộ khuếch đại nhiều tầng, do quá áp đầu vào có thể xẩy ra một hiện tượng không mong muốn, gọi là hiệu ứng "Latch up". Ta sẽ minh họa hiện tượng này trên sơ đồ 7.24. Ở trạng thái công tác bình thường, điện thế bazo và colecto T_1 ngược pha. Khi điện áp vào cửa N lớn hơn điện thế colecto T_1 thì điot colecto-bazo dẫn, do đó điện thế colecto và bazo đồng pha, cửa đảo biến thành cửa thuận, hồi tiếp âm biến thành hồi tiếp dương, điện áp ra có giá trị ứng với mức bão hòa và bị kẹt tại đó. Đó là hiệu ứng Latch up. Nó làm cho hiệu điện áp vào vượt quá trị số cho phép và phá hủy các tranzistor tầng vào. Trong nhiều trường hợp người ta loại trừ hiện tượng này bằng cách mắc một điot Zener vào cửa đảo bộ khuếch đại thuật toán.

7.5.5. Hai bộ khuếch đại thuật toán thông dụng μA709 và μA741

1. μA709 (hình 7.24)

Tầng vào khuếch đại vi sai (T_1, T_2, R_1, R_2) có emito nối với nguồn dòng T_{10}, T_{11}, R_{11}. Dòng electo của tranzistor T_1 $I_{CT_1} \approx 40\mu A$ khá nhỏ nhằm tăng trở kháng vào và giảm dòng tĩnh đầu vào. Bộ khuếch đại vi sai thứ 2 được mắc theo kiểu mạch Darlington(T_3, T_4, T_5, T_6). T_9 và R_7 tạo thành một mạch dịch mức mắc theo kiểu bazo chung. Mạch lặp emito T_8 để phối hợp trở kháng T_9 và T_{12} mắc theo kiểu emito chung cho hệ số khuếch đại khoảng 400 lần. Tầng ra (T_{13}, T_{14}) mắc theo kiểu bù, làm việc ở chế độ B, để giảm méo dùng hồi tiếp âm qua điện trở R_{15} mắc giữa đầu ra bộ khuếch đại và emito của T_9.

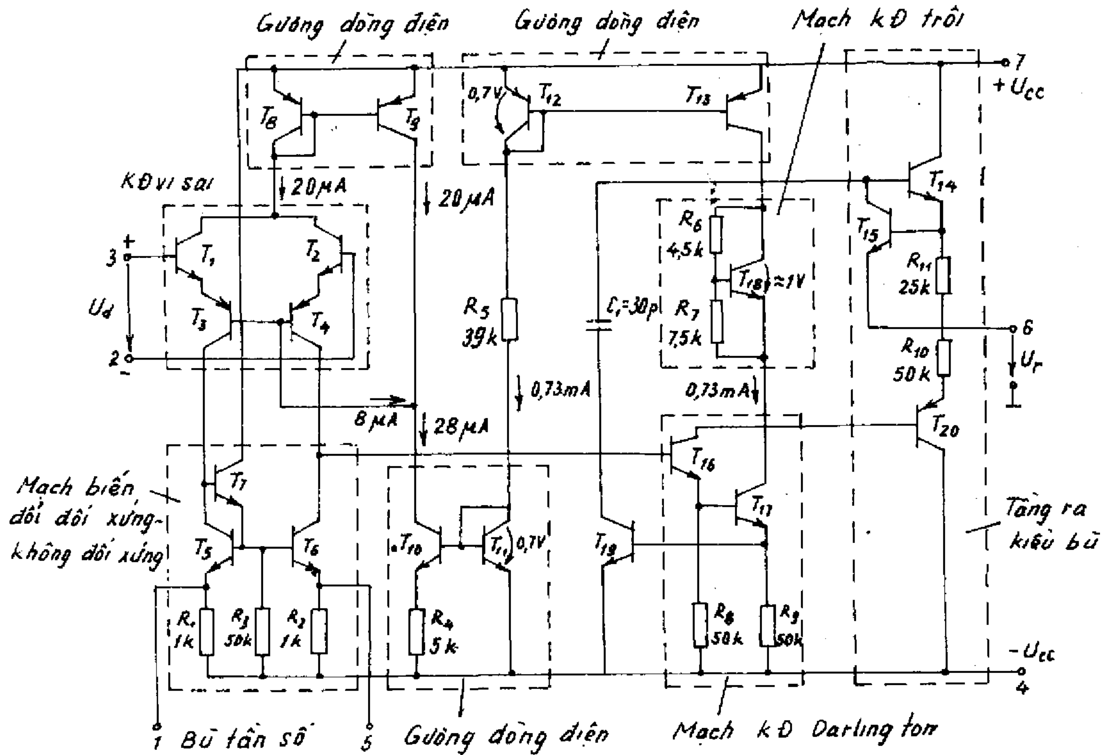


Hình 7.24. Sơ đồ cấu trúc bộ khuếch đại thuật toán μA709.

Hàm truyền đạt của μA709 có 3 điểm cực ứng với $f_{\alpha 1} \approx 0{,}2$MHz; $f_{\alpha 2} \approx 1$MHz và $f_{\alpha 3} \approx 8$MHz. Để đảm bảo ổn định, mắc mạch bù tần số sao cho các điểm cực của hàm truyền đạt khi có bù $f_{\alpha 1} \approx 10$kHz, $f_{\alpha 2} \approx 1$MHz và $f_{\alpha 3} \approx 1{,}5$ MHz.

2. μA741 (hình 7.25)

Tham số của bộ khuếch đại μA741 được cải thiện nhiều so với μA709: điện áp vào U_d cho phép cao hơn, bù lệch không đơn giản hơn, có mạch hạn dòng, có bù tần số bên trong mạch.



Hình 7.25. Sơ đồ cấu trúc bộ khuếch đại thuật toán μA741.

Tầng vào bộ khuếch đại mắc theo kiểu Kaskode bù dùng tranzistor *npn* (T_1, T_2) có hệ số khuếch đại dòng cao và tranzistor *pnp* (T_3, T_4) có hệ số khuếch đại dòng thấp. Trong mạch emito tầng vào có nguồn dòng (T_8, T_9). Hệ số khuếch đại điện áp tầng vào khoảng 50 đến 60dB, dòng tĩnh $I_{E1} = I_{E2} \approx (10 \div 15)$ μA rất nhỏ. Một bộ khuếch đại vi sai gồm T_5, T_6, T_7 mắc theo kiểu mạch cộng pha, biến điện áp vào thành điện áp ra không đối xứng. Tầng thứ 2 (T_{16}, T_{17}) mắc theo sơ đồ Darlington, có trở kháng vào lớn và có tải là T_{13}. Mạch có hệ số khuếch đại lớn hơn 50dB. Tầng ra mắc theo kiểu bù gồm T_{14}, T_{20} được nối với mạch hạn dòng T_{15}, T_{19}, R_{10}, R_{11}. Nếu dòng qua R_{11} tăng quá giới hạn 15...20 mA thì T_{15} dẫn làm cho dòng ra bị hạn chế. Nếu dòng qua R_{10} vượt quá 15... 20 mA thì dòng qua bazo T_{20} tăng, dòng này qua R_9 làm cho T_{19} dẫn, do đó dòng bazo của T_{20} bị hạn chế. T_{18}, R_6 và R_7 tạo thành mạch dịch mức, nó được kết cấu sao cho dòng tĩnh tầng ra có giá trị khoảng 60μA. R_5 có tác dụng quyết định đối với dòng tĩnh của toàn mạch.

Mạch bù trong nhờ tụ C_1 = 30pF làm cho đặc tính tần số của bộ khuếch đại giảm với độ dốc -20dB/D trong khoảng tần số $f_{\alpha 1} \approx$ 5Hz và tần số đơn vị $f_1 \approx$ 1MHz. Ở tần số lớn hơn 5Hz, mạch Dalington gồm T_{16}, T_{17} làm việc như một mạch tích phân. Mạch bù trong rất tiện lợi cho người sử dụng, nhưng trong một số trường hợp không cần thiết thì nó gây lãng phí về dải tần và tốc độ đáp ứng. Vì vậy người ta đã chế tạo mạch μA748 hoàn toàn tương đương với μA741, nhưng không có tụ C_1 để bù trong.

7.5.6. Một số điểm cần lưu ý khi chọn dùng bộ khuếch đại thuật toán cho những mục đích khác nhau

Khi chọn bộ khuếch đại thuật toán để dùng cho một trường hợp cụ thể cần quan tâm đến một số vấn đề sau đây:

- Mức tín hiệu vào, dải tần công tác, trở kháng ra, trở kháng vào, mức chính xác của quá trình gia công tín hiệu (hệ số khuếch đại, trôi, tạp âm), tốc độ đáp ứng và các điều kiện của môi trường (điện áp nguồn nuôi, nhiệt độ môi trường,...).

- Phải đặc biệt lưu ý đến các tính chất của nguồn tín hiệu (trở kháng trong của nguồn tín hiệu, độ lớn, đặc tính tần số, đặc tính thời gian của tín hiệu). Các bộ khuếch đại thuật toán có tầng vào dùng tranzistor lưỡng cực được dùng với nguồn tín hiệu có trở kháng trong bé ($\leq$ 50kΩ), vì trôi điện áp lệch không ở các tầng vào loại này nhỏ. Ngược lại, các bộ khuếch đại có tầng vào dùng tranzistor trường thường được dùng với nguồn tín hiệu có trở kháng trong lớn, vì tầng vào loại này có dòng tĩnh nhỏ và trôi dòng dòng lệch không cũng nhỏ.

CHƯƠNG 8
CÁC MẠCH TÍNH TOÁN VÀ ĐIỀU KHIỂN TUYẾN TÍNH DÙNG KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN

8.1. Khái niệm

Trong kỹ thuật mạch tương tự, các mạch tính toán và điều khiển được xây dựng chủ yếu dựa trên bộ khuếch đại thuật toán.

Thay đổi các linh kiện mắc trong mạch hồi tiếp của bộ khuếch đại thuật toán sẽ có được các mạch tính toán và điều khiển khác nhau.

Các mạch tính toán và điều khiển tuyến tính có trong mạch hồi tiếp các linh kiện thụ động không phụ thuộc tần số (R) hoặc phụ thuộc tần số (L, C) (không quán tính hoặc quán tính).

8.2. Mạch cộng và mạch trừ

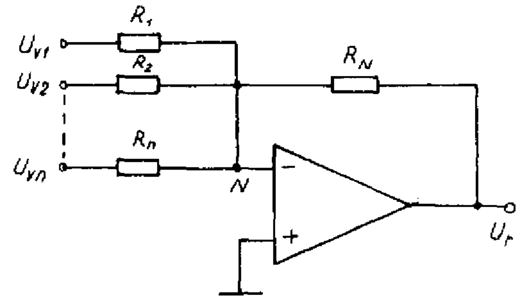
8.2.1. Mạch cộng đảo (hình 8.1)

Áp dụng quy tắc dòng điện nút cho nút N trên sơ đồ hình 8.1, ta có

$$\frac{U_{v1}}{R_1} + \frac{U_{v2}}{R_2} + ... + \frac{U_{vn}}{R_n} + \frac{U_r}{R_N} = 0,$$

Suy ra quan hệ (8.1) giữa điện áp ra và điện áp vào:

$$U_r = -(\frac{R_N}{R_1}U_{v1} + \frac{R_N}{R_2}U_{v2} + ... + \frac{R_N}{R_n}U_{vn}) \quad (8.1)$$



Hình 8.1. Mạch cộng đảo.

8.2.2. Mạch khuếch đại đảo với trở kháng vào lớn

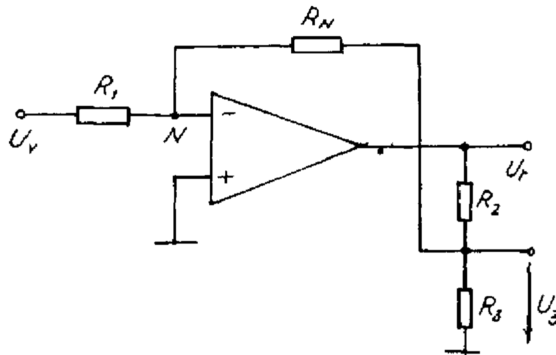
Viết phương trình dòng điện nút cho nút N trên hình 8.2:

$$\frac{U_v}{R_1} + \frac{U_3}{R_N} = 0 , \quad (8.2)$$

trong đó, $U_3 = U_r \dfrac{R_3}{R_2 + R_3}$ với điền kiện $R_N >> R_3$.

Thay vào (8.2) và biến đổi, ta có

$$-U_r = \frac{R_N}{R_1}(1 + \frac{R_2}{R_3})U_v \quad (8.3)$$



Hình 8.2. Mạch khuếch đại đảo với trở kháng vào lớn.

Vậy mạch có hệ số khuếch đại:

$$K' = \frac{R_N}{R_1}(1 + \frac{R_2}{R_3})U_v \quad (8.4)$$

Trường hợp yêu cầu hệ số khuếch đại lớn thì phải chọn R_1 nhỏ. Lúc đó trở kháng vào của mạch $Z_v = R_1$ nhỏ. Có thể khắc phục được nhược điểm đó bằng cách chọn $R_1 = R_N$. Do đó hệ số khuếch đại chỉ còn phụ thuộc tỷ số R_2/R_3, có thể tăng tỉ số này tùy ý mà không ảnh hưởng đến trở kháng vào của mạch. Với cách cấu tạo như vậy có thể tăng thêm số đầu vào để thực hiện các mạch cộng hoặc mạch trừ có trở kháng vào lớn.

8.2.3. Mạch trừ (hình 8.3a)

Theo sơ đồ ta có điện áp vào cửa thuận:

$$U_P = U_{v_2}\frac{R_P}{R_P + R_P/\alpha}$$

và điện áp vào cửa đảo

$$U_N = \frac{R_N}{R_N + R_N/\alpha}(U_{v_1} - U_r) + U_r$$

Vì $U_d = 0$, nên $U_P = U_N$, do đó

$$U_r = \alpha(U_{v_2} - U_{v_1}) \quad (8.5)$$

Nếu hiệu (U_{v2} - U_{v1}) nhỏ và hệ số nén tín hiệu đồng pha hữu hạn thì kết quả theo (8.5) có sai số đáng kể. Cần chú ý rằng chỉ khi một trong hai đầu vào được nối đất thì điện áp ở đầu vào tương ứng (U_{v1} hoặc U_{v2}) mới bằng không.

Nếu tỷ số các điện trở của cửa P: α_P và của cửa N: α_N khác nhau thì điện áp ra:

$$U_r = \frac{1 + \alpha_N}{1 + \alpha_P} \alpha_P U_{v2} - \alpha_N U_{v1} , \tag{8.6}$$

trong đó, $\alpha_N = \dfrac{R_N}{R_1}$ và $\alpha_P = \dfrac{R_P}{R_2}$.

Với mạch điện này, điện áp đồng pha

$$U_{cm} = U_{v1} = U_{v2} .$$

Hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha K_{cm} có thể suy ra từ biểu thức (8.6), khi cho $U_{v1} = U_{v2}$:

$$K_{cm} = \frac{1 + \alpha_N}{1 + \alpha_P} \alpha_P - \alpha_N \tag{8.7}$$

Đặt

$$\alpha_N = \alpha$$
$$\alpha_P = \alpha + \Delta\alpha$$

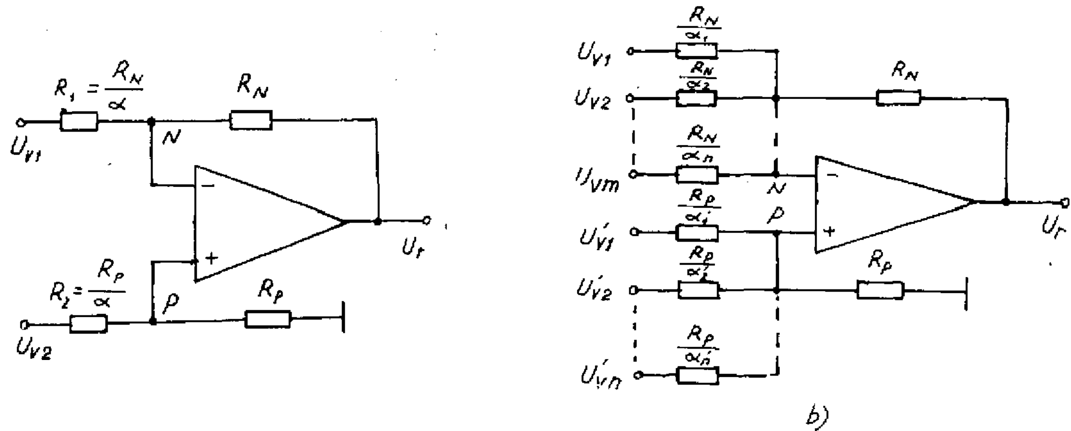
thay vào (8.7) nhận được

$$K_{cm} = \frac{1 + \alpha}{1 + \alpha + \Delta\alpha} (\alpha + \Delta\alpha) - \alpha \approx \frac{\Delta\alpha}{1 + \alpha}$$

Vậy hệ số nén tín hiệu đồng pha:

$$G = \frac{K'}{K_{cm}} = (1 + \alpha) \frac{\alpha}{\Delta\alpha} \tag{8.8}$$

Theo (8.8), G tỷ lệ nghịch với $\Delta\alpha$ tức là tỷ lệ với hiệu số các tỷ số điện trở cửa P và cửa N. Nếu các tỷ số này bằng nhau ($\Delta\alpha = 0$) thì $G = \infty$. Vậy nếu muốn có hệ số nén tín hiệu đồng pha G lớn thì chọn kết cấu mạch đảm bảo điều kiện $\alpha_P \approx \alpha_N$.



Hình 8.3. a) mạch trừ, b) mạch trừ nhiều hệ số.

8.2.4. Mạch trừ nhiều thành phần (hình 8.3b)

Để tính toán biểu thức điện áp ra theo các điện áp vào, dùng quy tắc dòng điện nút cho nút N và nút P. Với cửa N :

$$\sum_{i=1}^{m} \frac{U_i - U_N}{R_N/\alpha_i} + \frac{U_r - U_N}{R_N} = 0$$

$$\sum_{i=1}^{m} \alpha_i (U_i - U_N) + U_r - U_N = 0$$

$$\sum_{i=1}^{m} \alpha_i U_i - U_N \left[\sum_{i=1}^{m} \alpha_i + 1 \right] + U_r = 0$$

Tương tự như vậy, với cửa P :

$$\sum_{i=1}^{n} \alpha'_i U'_i - U_P \left[\sum_{i=1}^{n} \alpha'_i + 1 \right] = 0$$

Cho $U_N = U_P$ và giả thiết $\sum_{i=1}^{m} \alpha_i = \sum_{i=1}^{n} \alpha'_i$, (8.9)

ta có :

$$U_r = \sum_{i=1}^{n} \alpha'_i U'_i - \sum_{i=1}^{m} \alpha_i U_i \qquad (8.10)$$

Mạch này cho phép cộng hoặc trừ nhiều điện áp, nếu điều kiện (8.9) thỏa mãn. Trường hợp điều kiện đó không được thỏa mãn thì điện áp ra được xác định theo biểu thức (8.11) :

$$U_r = \frac{\sum_{i=1}^{n} \alpha'_i U'_i \left[1 + \sum_{i=1}^{m} \alpha_i \right]}{1 + \sum_{i=1}^{n} \alpha'_i} - \sum_{i=1}^{m} \alpha_i U_i \qquad (8.11)$$

Tuy nhiên để giảm điện áp vào đồng pha thì phải đảm bảo điều kiện (8.10). Trường hợp mạch cụ thể không đảm bảo điều kiện (8.10) ta có thể mắc thêm một số nhánh vào nhánh phụ có điện áp vào bằng không.

8.2.5. Mạch trừ với trở kháng cửa vào lớn

Viết phương trình dòng điện nút cho nút N trên sơ đồ 8.4a và cho $U_N = U_2$, suy ra được

$$U_r = U_2(1 + k + kn) - kU_1 \qquad (8.12)$$

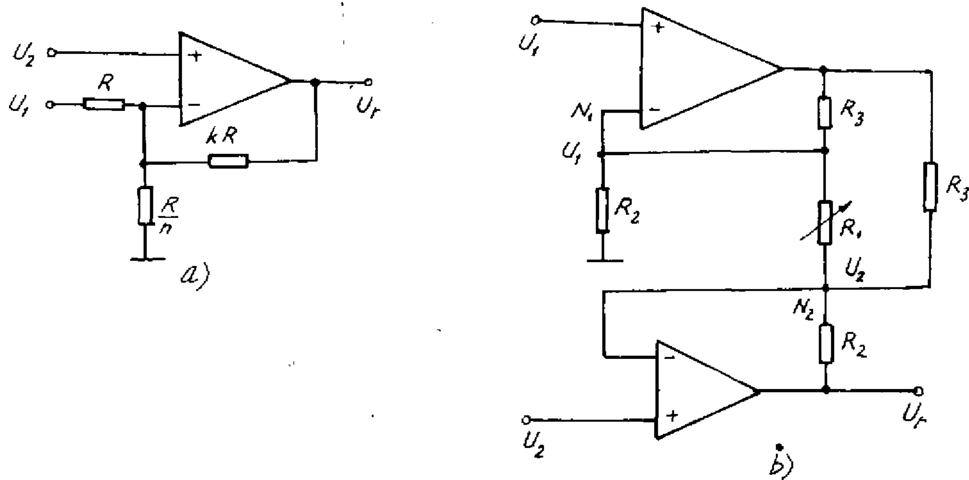
Hệ số của U_2 luôn luôn hơn hệ số của U_1, do đó mạch không tạo được điện áp ra có dạng : $k(U_2 - U_1)$.

Vì trở kháng vào cửa P lớn, nên không yêu cầu U_2 về công suất. Mạch điện trên hình 8.4b có trở kháng vào của cả hai cửa đều lớn. Để xây dựng biểu thức điện áp ra theo các điện áp vào, viết phương trình dòng điện nút cho N_1 và N_2 :

$$\frac{U_3 - U_1}{R_3} + \frac{U_2 - U_1}{R_1} - \frac{U_1}{R_2} = 0$$

$$\frac{U_3 - U_2}{R_3} + \frac{U_r - U_2}{R_2} + \frac{U_1 - U_2}{R_1} = 0$$

Suy ra $$U_r = \left(1 + R_2 \frac{R_1 + 2R_3}{R_1.R_3}\right)(U_2 - U_1) \quad (8.13)$$



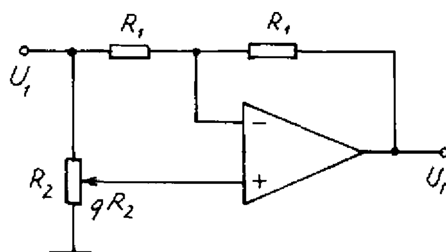
Hình 8.4. Mạch trừ có trở kháng vào lớn .

Có thể thay đổi được hệ số khuếch đại khi thay đổi R_1. Hệ số khuếch đại nhỏ nhất khi $R_1 = \infty$, lúc đó điện áp ra:

$$U_r = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)(U_2 - U_1) \quad (8.14)$$

Vì $R_2 \neq 0$ và $R_3 \neq \infty$, nên hệ số khuếch đại K' luôn luôn lớn hơn 1.

8.2.6. Mạch tạo điện áp ra có cực tính thay đổi



Hình 8.5. Mạch tạo điện áp ra có cực tính thay đổi ($0 \leq q \leq 1$) .

Theo sơ đồ 8.5, viết được:

$$U_N = \frac{U_1 - U_r}{2}$$

$$U_P = qU_1$$

Cho $U_N = U_P$, suy ra:

$$U_r = (2q - 1)U_1 \quad (8.15)$$

Khi thay đổi tiếp điểm trên chiết áp R_2, ta có hệ số của U_r lúc dương lúc âm. Khi $q = \frac{1}{2}$ thì $U_r = 0$.

8.3. Mạch biến đổi trở kháng

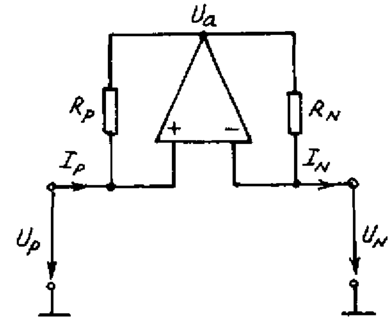
8.3.1. Mạch biến đổi trở kháng âm (NIC)

Trường hợp cần dùng trở kháng âm hoặc cần tạo nguồn áp có trở kháng trong âm, dùng sơ đồ 8.6.

Lập phương trình dòng điện nút cho cửa N và cửa P :

$$- I_N + \frac{U_a - U_N}{R_N} = 0$$

$$I_P + \frac{U_a - U_P}{R_P} = 0$$



Hình 8.6. Mạch biến đổi trở kháng âm (NIC).

Cho $U_N = U_P$, suy ra

$$I_N = - \frac{R_P}{R_N} I_P \text{ và } U_N = U_P \qquad (8.16)$$

Mạch vừa có hồi tiếp dương vừa có hồi tiếp âm, do đó cần phải xét tính ổn định của nó. Giả thiết R_1 là điện trở trong của nguồn U_P và R_2 là điện trở trong của nguồn U_N, ta có điện áp hồi tiếp dương:

$$U_{ht(+)} = U_a \frac{R_1}{R_1 + R_P}$$ và điện áp hồi tiếp âm:

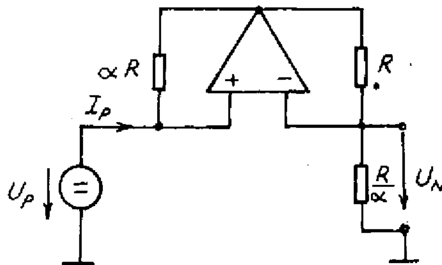
$$U_{ht(-)} = U_a \frac{R_2}{R_2 + R_N}$$

Để mạch làm việc ổn định, phải đảm bảo điều kiện $U_{ht(+)} < U_{ht(-)}$, hay

$$U_a \frac{R_1}{R_1 + R_P} < U_a \frac{R_2}{R_2 + R_N}$$

Từ đó suy ra

$$\frac{R_1}{R_2} < \frac{R_P}{R_N} = \alpha \qquad (8.17)$$



Hình 8.7. Mạch tạo dao động điện trở âm .

Mạch biến đổi trở kháng âm có thể dùng để tạo dao động như sơ đồ trên hình 8.7 hoặc để tạo điện trở âm dòng làm nguồn áp nội trở âm như sơ đồ trên hình 8.8.

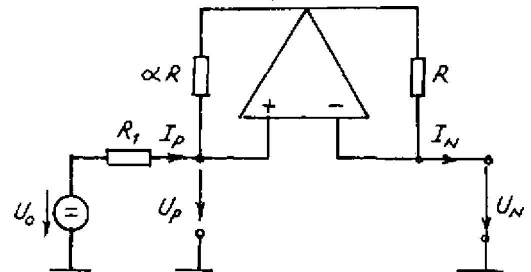
Trên sơ đồ 8.7, đặt vào cửa P điện áp U_P, theo biểu thức (8.16) và (8.17) ta có $U_N = U_P$ cũng dương và I_N cũng dương, còn

$$I_P = - \frac{I_N}{\alpha} = - \frac{U_P}{\alpha R_2} \quad \text{âm.}$$

Điện trở âm:

$$R_{âm} = \frac{U_r}{I_P} = -\alpha R_2 \qquad (8.18)$$

Vậy có dòng điện âm đi vào cửa P trong khi $U_P > 0$. Nếu $I_P > 0$ thì



Hình 8.8. Mạch điện dùng làm áp nội trở âm.

$U_P < 0$. Diện trở âm nằm giữa cửa P và đất. Mạch ổn định khi điện trở trong

$$r_i < \alpha R_2 = R_{âm} \qquad \text{(điều kiện ổn định (8.17))}$$

Ta xét sơ đồ 8.8. Giả thiết có một nguồn áp với điện áp không tải U_o và nội trở r_i, điện áp ra khi có tải:

$$U = U_o - Ir_i.$$

Với nguồn thông thường thì $r_i > 0$, do đó $U < U_o$. Với nguồn áp có nội trở âm thì $U > U_o$. Sơ đồ 8.8 có tính chất đó. Biết :

$$U_N = U_P = U_o - I_P R_1$$

Với $I_N = -\alpha I_P$, ta có

$$U_N = U_o + I_N \frac{R_1}{\alpha} \qquad (8.19)$$

Từ (8.19) xác định được nội trở

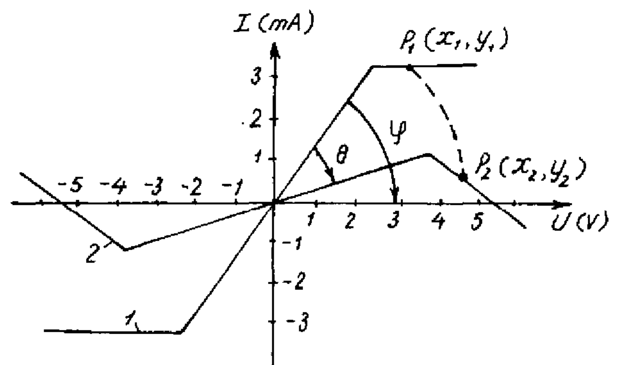
$$r_i = -\frac{dU_N}{dI_N} = -\frac{R_1}{\alpha} \qquad (8.20)$$

Mạch ổn định khi $R_2 > \frac{R_1}{\alpha} = |r_i|$.

8.3.2. Rotato

Trong một số trường hợp, cần phải quay một đường đặc tính hoặc một họ đường đặc tính xung quanh hệ trục tọa độ. Khi đường đặc tính quay theo chiều kim đồng hồ, ta quy ước góc quay $\theta > 0$ (hình 8.9).

Đường cong (*1*) trên hình 8.9 biến thành đường cong (2) khi quay một góc $\theta \approx 40^o$. θ phụ thuộc vào hệ số tỷ lệ trên hai trục. Ví dụ: $x=aU$, $y = bI$. a và b có thứ nguyên lần lượt là $\frac{\text{cm}}{\text{V}}$ và $\frac{\text{cm}}{\text{A}}$. Tỷ số b/a có thứ nguyên của một điện trở, vì thế ta gọi hệ số tỷ lệ đó là R_M. Khi quay đường cong (*1*) thì một điểm bất kỳ P_1 với các tọa độ (x_1, y_1) biến thành điểm P_2 với các tọa độ (x_2, y_2). Quan hệ giữa các tọa độ cũ và tọa độ mới được xác định bởi hệ phương trình (8.21)



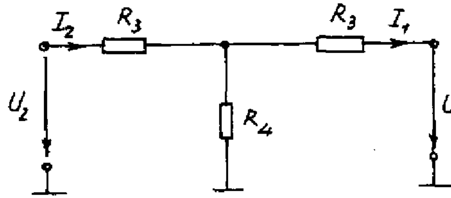
Hình 8.9 Quay đường đặc tính trong hệ tọa độ, $R_M = k\Omega$.

$$x_2 = R\cos(\varphi - \theta) = R(\cos\varphi\cos\theta + \sin\varphi\sin\theta) = x_1\cos\theta + y_1\sin\theta \qquad (8.21a)$$

$$y_2 = R\sin(\varphi - \theta) = R(\sin\varphi\cos\theta - \sin\theta\cos\varphi) = y_1\cos\theta - x_1\sin\theta \qquad (8.21b)$$

Thay hệ số tỷ lệ của các trục vào, ta có:

$$\left.\begin{aligned} aU_2 &= aU_1\cos\theta + bI_1\sin\theta \\ bI_2 &= -aU_1\sin\theta + bI_1\cos\theta \end{aligned}\right\} \qquad (8.22)$$



Hình 8.10. Sơ đồ nguyên lý của rotato.

Chia (8.22) cho a hoặc b, sẽ nhận được:

$$U_2 = U_1\cos\theta + I_1R_M\sin\theta \qquad (8.23)$$

$$I_2 = -\frac{U_1}{R_M}\sin\theta + I_1\cos\theta \qquad (8.24)$$

Một mạch điện thực hiện quá trình quay đường đặc tính như miêu tả trên đây phải thỏa mãn (8.23) và (8.24). Hình 8.10 biểu diễn một sơ đồ như vậy. Theo nguyên lý xếp chồng, ta có:

$$U_2 = AU_1 + BI_1$$
$$I_2 = CU_1 + DI_1$$

Khi $I_1 = 0$, thì

$$U_1 = \frac{R_4}{R_3 + R_4}U_2, \quad \text{do đó} \quad A = 1 + \frac{R_3}{R_4}$$

$$I_2 = \frac{U_1}{R_4}, \quad \text{do đó } C = \frac{1}{R_4}$$

Khi $U_1 = 0$, thì

$$I_1 = \frac{(R_3 \,//\, R_4)U_2}{[R_3 + (R_3 \,//\, R_4)]R_3}, \text{ do đó } B = \frac{R_3^2}{R_4} + 2R_3$$

$$I_2 = I_1 + \frac{I_1R_3}{R_4}, \quad \text{do đó } D = 1 + \frac{R_3}{R_4}$$

Hệ phương trình truyền đạt được viết lại là

$$U_2 = (1 + \frac{R_3}{R_4})U_1 + (\frac{R_3^2}{R_4} + 2R_3)I_1 \qquad (8.25)$$

$$I_2 = \frac{1}{R_4}U_1 + (1 + \frac{R_3}{R_4})I_1 \qquad (8.26)$$

So sánh hệ số của (8.23) và (8.24) với (8.25) và (8.26), suy ra:

$$\cos\theta = 1 + \frac{R_3}{R_4}, \qquad (8.27)$$

$$-\frac{\sin\theta}{R_M} = \frac{1}{R_4}, \qquad (8.28)$$

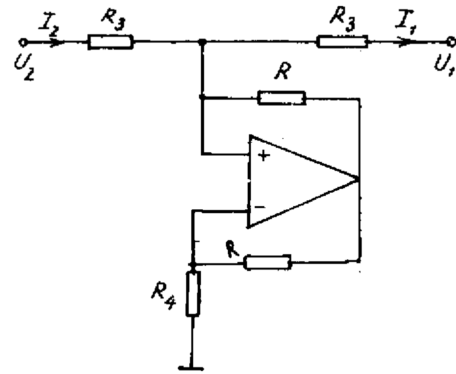
$$R_M \sin\theta = \frac{R_3^2}{R_4} + 2R_3 . \qquad (8.29)$$

Ta có ba phương trình để xác định hai ẩn số R_3 và R_4. Trước tiên xác định R_3 và R_4 từ biểu thức (8.27) và (8.28):

$$R_4 = -\frac{R_M}{\sin\theta} , \qquad (8.30)$$

$$R_3 = R_M \frac{1 - \cos\theta}{\sin\theta} = R_M \mathrm{tg}\frac{\theta}{2} \qquad (8.31)$$

Kiểm tra lại theo (8.29) ta thấy kết quả đó phù hợp.

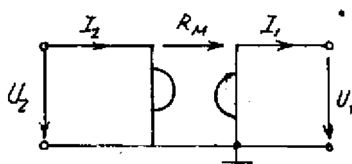


Hình 8.11. Mạch rotato với góc quay $0 < \theta < 180^0$.

Như vậy cho trước R_M và θ, có thể xây dựng được mạch điện hình 8.10. R_M luôn luôn dương. Ta thấy rằng, khi góc quay nằm trong khoảng $0 < \theta < 180^0$ thì R_4 âm, còn nếu góc quay lớn hơn thì cả R_3 cũng âm. Để tạo điện trở âm dùng *NIC*. Đặc biệt thay R_4 bằng *NIC* rất thuận lợi, R_4 có một đầu nối đất. Hình 8.11 biểu diễn rotato với góc quay $0 < \theta < 180^0$. Do tính đối xứng của mạch điện, nên có thể đổi chỗ đầu ra với đầu vào mà tính chất của mạch không thay đổi.

8.3.3. Gyrato

Gyrato là một mạch biến đổi trở kháng có phương trình truyền đạt:



Hình 8.12. Sơ đồ quy ước của gyrato.

$$I_1 = \frac{U_2}{R_M} ; \qquad (8.32)$$

$$I_2 = \frac{U_1}{R_M} , \qquad (8.33)$$

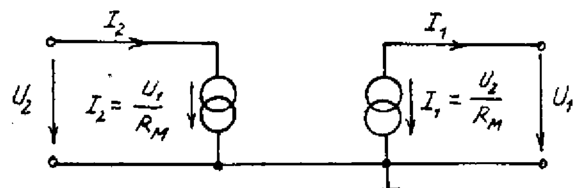
trong đó, R_M là hệ số biến đổi.

Sơ đồ quy ước của nó được biểu diễn trên hình 8.12 và sơ đồ tương đương trên hình 8.13. Ta thấy rằng dòng điện trên đầu này tỷ lệ với điện áp trên đầu kia của gyrato. Vậy mạch điện của gyrato gồm có hai nguồn dòng điều khiển bằng áp. Có nhiều cách thực hiện mạch điện đó. Ta xét ví dụ một mạch điện của gyrato trên hình 8.14. Đó là mạch điện bao gồm hai *NIC*. Để tính toán, lập phương trình dòng điện nút cho các cửa *P* và các cửa *N*:

$$\text{Nút } P_1: \frac{U_3 - U_2}{R_M} - \frac{U_2}{R_M} + I_2 = 0$$

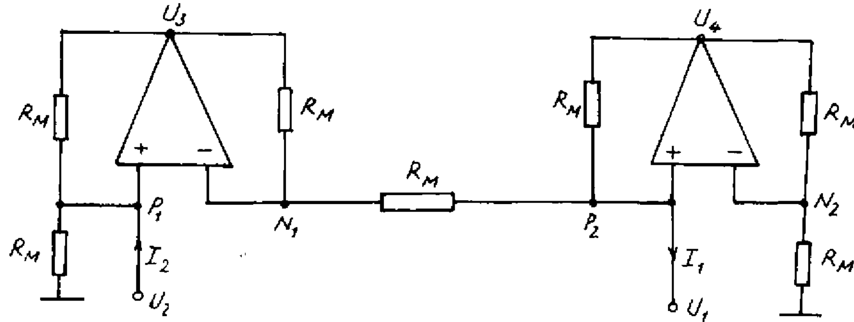
$$\text{Nút } N_1: \frac{U_3 - U_2}{R_M} + \frac{U_1 - U_2}{R_M} = 0$$

$$\text{Nút } P_2: \frac{U_4 - U_1}{R_M} + \frac{U_2 - U_1}{R_M} - I_1 = 0$$



Hình 8.13. Sơ đồ tương đương của gyrato.

Nút N_2 : $$\frac{U_4 - U_1}{R_M} - \frac{U_1}{R_M} = 0$$



Hình 8.14. Mạch gyrato gồm hai bộ khuếch đại thuật toán(2 *NIC*).

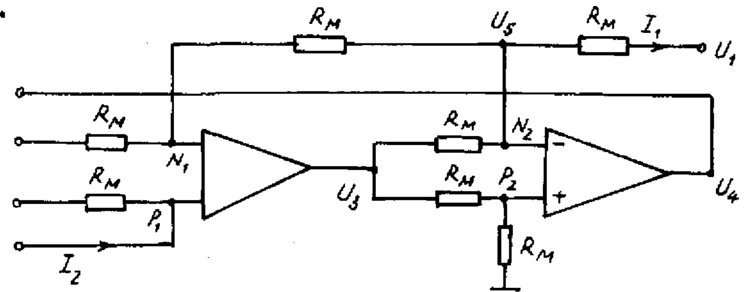
Loại U_3 và U_4 ra khỏi các phương trình trên, ta nhận được:

$$U_2 = I_1R_M$$

$$I_2 = -\frac{U_1}{R_M}$$

Nghĩa là ta có được các quan hệ mong muốn (8.32) và (8.33).

Cũng có thể mắc mạch gyrato như trên hình 8.15. Viết phương trình dòng điện nút cho các cửa của bộ khuếch đại thuật toán:



Hình 8.15. Một cách thực hiện mạch gyrato.

Nút P_1: $$\frac{U_4 - U_2}{R_M} + I_2 = 0$$

Nút N_1: $$\frac{U_4 - U_2}{R_M} + \frac{U_5 - U_2}{R_M} = 0$$

Nút P_2: $$\frac{U_3 - U_5}{R_M} - \frac{U_5}{R_M} = 0$$

Nút N_2: $$\frac{U_2 - U_5}{R_M} + \frac{U_3 - U_5}{R_M} - I_1 = 0$$

Loại U_3, U_4, U_5, ta lại rút ra được các quan hệ (8.32) và (8.33).

Để rõ thêm ý nghĩa của gyrato, xét một vài ứng dụng của nó. Giả sử ta mắc vào đầu bên phải (đầu U_1) một điện trở tải R_t. Vì I_1 và U_1 cùng chiều, nên theo định luật Ôm ta viết được :

$$Z_2 = j\,\omega C R_M^2$$

Dó chính là trở kháng phức của một điện cảm L có trị số

$$L = R_M^2 C \qquad (8.36)$$

Vậy dùng gyrato có thể tạo ra được những điện cảm trị số lớn mà không có tổn hao. Mạch tương đương của nó được biểu diễn trên hình 8.16. Với $C = 1\mu F$ và $R_M = 100k\Omega$ thì $L = 10.000H$. Mắc song song với gyrato này một điện dung, ta nhận được một khung cộng hưởng không tổn hao. Bằng cách đó có thể tạo ra các bộ lọc LC có phẩm chất cao. Phẩm chất lúc đó phụ thuộc chủ yếu vào sai số các cặp điện trở của gyrato. Muốn thay đổi trị số điện cảm gyrato phải thay đổi giá trị của tất cả các điện trở R_M. Điều đó khá phức tạp. Trên sơ đồ 8.16, có thể thay đổi L bằng cách thay đổi một điện trở duy nhất đặt ở cửa P_1. Giả sử điện trở đó có trị số là αR_M, tương ứng có các phương trình truyền đạt:

$$U_2 = I_1 R_M$$

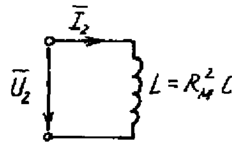
$$I_2 = \frac{U_1}{\alpha R_M}.$$

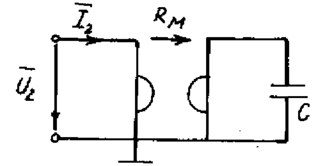
và điện trở biến đổi:

$$\overline{Z}_2 = \frac{\alpha R_M^2}{Z_1}$$

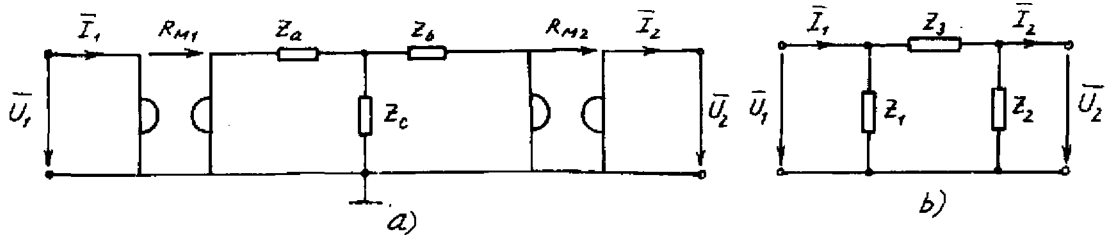
Diện cảm gyrato

$$L = \alpha R_M^2 C.$$





Hình 8.16. Sơ đồ tương đương mạch tạo điện cảm không tổn hao.



Hình 8.17. Biến đổi nhị phân mạng bốn cực .

Sơ đồ 8.17a mắc hai gyrato vào một mạng bốn cực hình T có thể chuyển thành sơ đồ tương đương trên hình 8.17b, gọi là biến đổi nhị phân mang bốn cực. Hệ phương trình truyền đạt (8.37) tính được bằng cách nhân ma trận của hai gyrato

$$A_g = [U_1] = \begin{bmatrix} 0 & R_M \\ 1/R_M & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

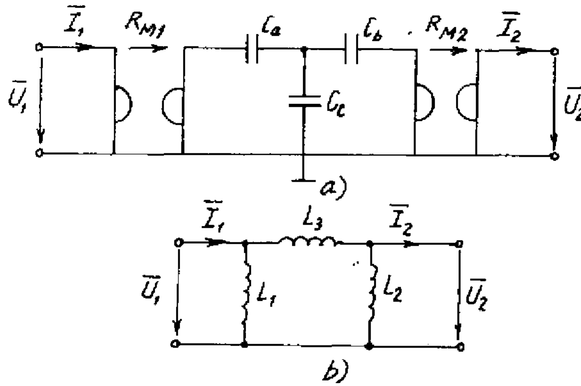
với ma trận của mạng bốn cực hình T để có ma trận mới:

$$[A] = [A_{g1}][A_T][A_{g2}], \quad (8.37)$$

trong đó,

A_{g1}, A_{g2} - lần lượt là ma trận của gyrato thứ nhất và thứ hai;

A_T - ma trận của mạng bốn cực T.



Hình 8.18. Biến đổi nhị phân điện cảm.

$$Z_1 = \frac{R_{M1}R_{M2}}{Z_a} \quad (8.38a)$$

$$Z_2 = \frac{R_{M1}R_{M2}}{Z_b} \quad (8.38b)$$

$$Z_3 = \frac{R_{M1}R_{M2}}{Z_c} \quad (8.38c)$$

Có thể áp dụng các quan hệ này để xây dựng một mạch điện có ba điện cảm bằng mạch điện gồm gyrato đấu với ba điện dung (hình 8.18)

Mắc thêm vào mạch ngoài các điện dung song song với L_1 và L_2 sẽ nhận được mạch lọc dải, ghép điện cảm.

Áp dụng hệ phương trình (8.38), suy ra

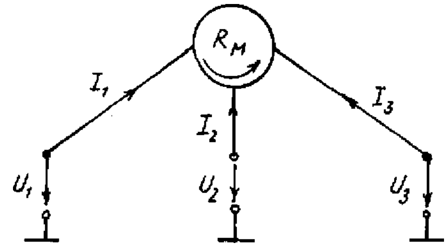
$$L_1 = R_{M1}R_{M2}C_a$$

$$L_2 = R_{M1}R_{M2}C_b$$

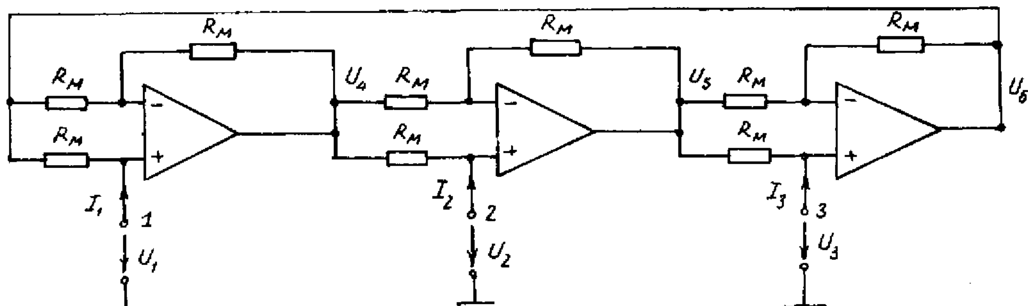
$$L_3 = R_{M1}R_{M2}C_c$$

8.3.4. Xiecculato

Xiecculato là một mạch điện có ít nhất là ba cửa. Sơ đồ quy ước của xiecculato được biểu diễn trên hình 8.19. Nó có đặc điểm là tín hiệu đặt trên một cửa được chuyển tiếp theo chiều mũi tên, tín hiệu không thay đổi khi truyền qua cửa hở mạch, tín hiệu bị đổi dấu khi truyền qua cửa ngắn mạch. Nếu đấu một điện trở $R = R_M$ giữa một cửa nào đó với đất thì có điện áp tín hiệu hạ trên điện trở đó và tín hiệu không được



Hình 8.19. Sơ đồ quy ước của Xiecculato.



Hình 8.20. Một cách mắc mạch Xiecculato.

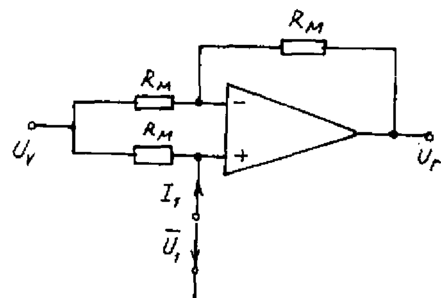
truyền tiếp sang cửa tiếp theo. Mạch điện có những tính chất như vậy được biểu diễn trên hình 8.20. Mạch gồm có ba khâu giống nhau. Để phân tích, tách ra một khâu như trên hình 8.21. Nghiên cứu nguyên lý làm việc của khâu này, có thể tách ra làm ba trường hợp:

- Hở mạch đầu *1* thì $I_1 = 0$, do đó $U_P = U_v = U_N$, không có dòng qua nhánh hồi tiếp, nên $U_r = U_v$.

- Nếu ngắn mạch điểm *1* thì $U_1 = 0$, mạch điện trở thành mạch khuếch đại đảo với hệ số khuếch đại $K' = 1$, tức $U_r = -U_v$.

- Mắc vào điểm *1* một điện trở R_M thì mạch điện là một mạch hiệu với điện áp vào bằng nhau và bằng U_v, nên $U_r = 0$.

Cho $U_v = 0$ và đặt vào điểm *1* một điện áp U_1 thì mạch điện là một mạch khuếch đại thuận với hệ số khuếch đại $K' = 2$, do đó $U_r = 2U_1$.



Hình 8.21. Một khâu mạch của Xiecculato.

Sau khi đã hiểu tính chất của một khâu mạch, ta dễ dàng hiểu được nguyên lý làm việc của mạch điện trên hình 8.20. Giả sử điện áp U_1 vào điểm *1*, ở điểm *2* đấu một điện trở $R = R_M$ với đất và hở mạch điểm *3*. Do cách phân tích một khâu mạch trên đây, ta nhận thấy $U_5 = 0$, bộ khuếch đại thứ *3* có hệ số khuếch đại $K'_3 = 1$, nên điện áp trên đầu ra của nó $U_6 = 0$. Mạch khuếch đại đầu vào có hệ số khuếch đại $K'_1 = 2$, do đó điện áp ra trên nó $U_4 = 2U_1$. Ở điểm *2* (điểm đấu R_M) có hạ áp $U_2 = \frac{U_4}{2} = U_1$. Các trường hợp đặc biệt khác cũng có thể giải thích tương tự.

Nếu các cửa *1, 2, 3* không ở một trong những trạng thái vừa nêu thì cần phải tìm các phương trình truyền đạt để mô tả các tính chất của Xiecculato.

Viết phương trình dòng điện nút cho các cửa *P* và *N*.

Phương trình dòng điện nút cho các cửa *P*:

$$\frac{U_6 - U_1}{R_M} + I_1 = 0 \qquad (1)$$

$$\frac{U_4 - U_2}{R_M} + I_2 = 0 \qquad (3)$$

$$\frac{U_5 - U_3}{R_M} + I_3 = 0$$

và cho các cửa *N*:

$$\frac{U_6 - U_1}{R_M} + \frac{U_4 - U_1}{R_M} = 0 \qquad (2)$$

$$\frac{U_4 - U_2}{R_M} + \frac{U_5 - U_2}{R_M} = 0$$

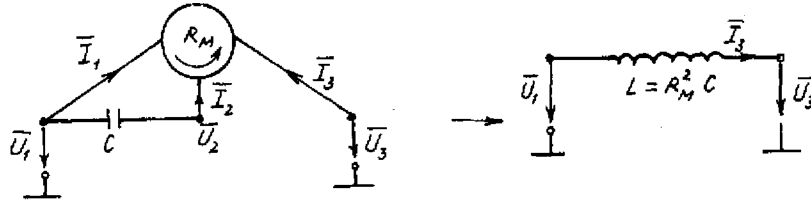
$$\frac{U_5 - U_3}{R_M} + \frac{U_6 - U_3}{R_M} = 0.$$

Loại U_4, U_5, U_6 ra khỏi hệ phương trình trên đây, ta nhận được hệ phương trình truyền đạt của Xiecculato (8.39).

$$I_1 = \frac{1}{R_M}(U_2 - U_3) \tag{8.39a}$$

$$I_2 = \frac{1}{R_M}(-U_1 + U_3) \tag{8.39b}$$

$$I_3 = \frac{1}{R_M}(U_1 - U_2) \tag{8.39c}$$



Hình 8.22. Dùng Xiecculato để tạo điện cảm không có đầu nối đất.

Lập tổng của ba phương trình trên ta rút ra quan hệ (8.40).

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \tag{8.40}$$

Có thể mở rộng mạch điện của Xiecculato bằng cách mắc thêm một số khâu mạch giống nhau nữa.

Xiecculato ba khâu được dùng để tạo điện cảm không có đầu nối đất. Đây là một ứng dụng quan trọng. Để có mạch đó, mắc một tụ điện giữa hai điểm *1* và *2* (hình 8.22), lúc đó giữa điểm *1* và *3* xuất hiện một điện cảm không có đầu nối đất. Để xác định giá trị của điện cảm này, tính trở kháng phức của nó:

$$Z_L = \frac{\bar{U}_3 - \bar{U}_1}{I_3}$$

Theo định luật Ôm:

$$\bar{I}_2 = (\bar{U}_1 - \bar{U}_2)j\omega C.$$

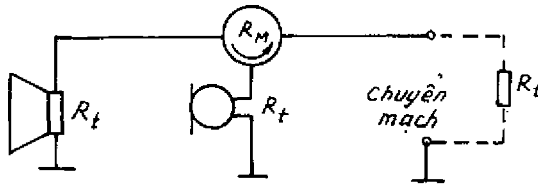
Dùng quan hệ (8.39b) và (8.39c) suy ra:

$$\frac{1}{R_M}(-\bar{U}_1 + \bar{U}_3) = \bar{I}_3 R_M j\omega C$$

Do đó

$$Z_L = R_M^2 j\omega C.$$

và $$L = R_M^2 C$$



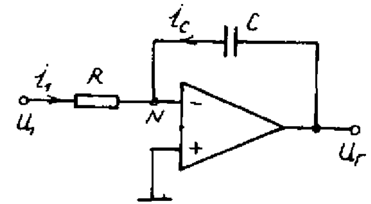
Hình 8.23. Dùng Xiecculato vào mạch điện thoại hai dây.

Cũng có thể dùng Xiecculato như một mạch tích cực trong điện thoại hai dây (hình 8.23). Xiecculato có ba cửa đều được nối với ba điện trở tải R_t. Tín hiệu từ micro truyền tới tổng đài mà không đặt lên tai nghe và ngược lại, tín hiệu từ tổng đài đến tai nghe mà không đặt lên micrô.

8.4. Mạch tích phân

8.4.1. Mạch tích phân đảo

Sơ đồ mạch tích phân đảo được biểu diễn trên hình 8.24. Viết phương trình dòng điện nút cho nút N:



Hình 8.24. Mạch tích phân đảo.

$$i_1 + i_c = 0 \quad \text{hay} \quad \frac{u_1}{R} + C\frac{du_r}{dt} = 0$$

Suy ra

$$u_r = -\frac{1}{RC}\int u_1(t)dt = -\frac{1}{RC}\int_0^T u_1(t)dt + u_r(t=0) \qquad (8.41)$$

Điện áp ra là tích phân điện áp vào.

Thường chọn hằng số thời gian $\tau = RC = 1s$. Trong biểu thức (8.41), $u_r(t = 0)$ là điều kiện đầu.

Nếu u_1 là điện áp xoay chiều hình sin thì

$$u_r = -\frac{1}{RC}\int_0^T \hat{U}_1 \sin\omega t dt = \frac{\hat{U}_1}{\omega RC}\cos\omega t$$

Ta thấy, biên độ điện áp ra tỷ lệ nghịch với tần số và đặc tuyến biên độ - tần số của mạch tích phân

$$\frac{\hat{U}_r}{\hat{U}_1} = f\omega) \qquad \text{có độ dốc -6dB/Octave.}$$

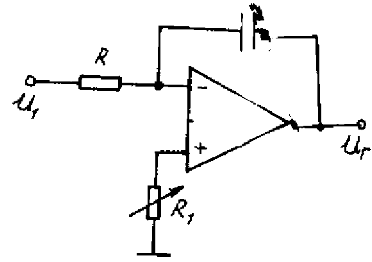
Đó là một dấu hiệu đặc trưng cho mạch tích phân. Từ đặc điểm đó, có thể định nghĩa: Một mạch được gọi là mạch tích phân trong một phạm vi tần số nào đó nếu trong phạm vi tần số đó đặc tính tần số của nó giảm với độ dốc 6 dB/Octave.

Cần chú ý rằng, trong bộ khuếch đại thuật toán thực thì dòng tĩnh I_t và điện áp lệch không có thể gây ra sai số đáng kể trong mạch tích phân. Ta thử tính sai số đó.

Giả thiết cho $U_1 = 0$, dòng qua tụ điện sẽ là:

$$\frac{U_0}{R} + I_t \quad , \quad \text{do đó} \quad \frac{du_r}{dt} = \frac{1}{C}\left(\frac{U_0}{R} + I_t\right)$$

Vậy nếu dòng sai số qua C là $1\mu A$ và $C=1\mu F$ thì $\frac{dU_r}{dt}=1V/s$. Để giảm ảnh hưởng này có thể tăng C, nhưng C không thể lớn tùy ý được, vì thế cần phải giảm ảnh hưởng của dòng tĩnh bằng sơ đồ trên hình 8.25. Trong sơ đồ đó, chọn $R_1 \approx R$, do đó nếu $U_t = 0$ thì dòng qua điện trở R:

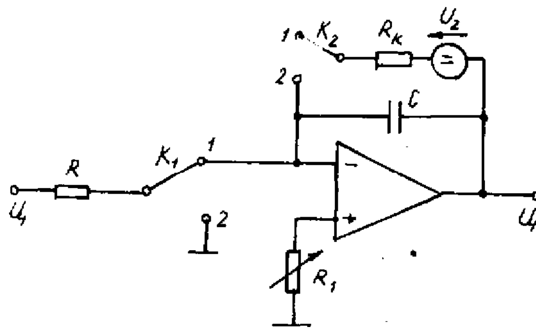


Hình 8.25. Mạch tích phân có bù dòng tĩnh đầu vào.

$I=\frac{U_N}{R} = \frac{I_t R}{R} = I_t$ và dòng sai số qua C bị triệt tiêu. Nhờ thay đổi R_1 có thể bù được phần nào dòng lệch không và điện áp lệch không. Trôi dòng lệch không và trôi áp lệch không không thể bù được, vì thường khá lớn.

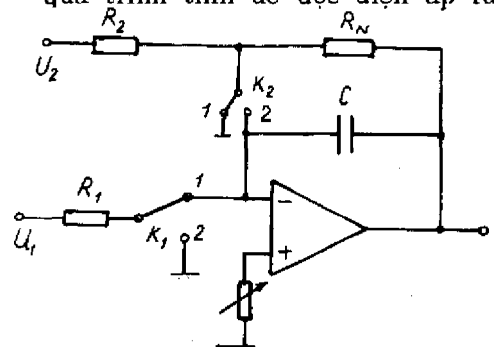
8.4.2. Điều kiện đầu của mạch tích phân

Mạch tích phân chỉ có ý nghĩa khi có điều kiện đầu $U_r(t = 0)$ không phụ thuộc điện áp vào U_1. Để đặt điều kiện đầu cho mạch, dùng sơ đồ 8.26. Nếu khóa K_1 và K_2 đều ở vị trí *1* thì mạch làm việc như một mạch tích phân thông thường (hình 8.26). Nếu chuyển K_1 sang vị trí *2* thì dòng điện vào $I_V = 0$ và điện áp ra giữ nguyên giá trị của nó tại thời điểm chuyển mạch. Trạng thái này được dùng trong trường hợp cần phải ngắt quá trình tính để đọc điện áp ra.



Hình 8.26. Mạch tích phân có đặt điều kiện đầu.

Nếu thêm vào đó, K_2 cũng chuyển sang vị trí 2 thì U_2 nạp điện cho tụ C đến giá trị U_2, do đó điện áp ra có giá trị ban đầu $U_r(t=0) = U_2$. Mạch có nhược điểm là phải dùng nguồn một chiều (U_2) không có điểm đất, để khắc phục dùng mạch điện trên hình 8.27. Nếu cả K_1 và K_2 đều ở vị trí 2 thì có mạch khuếch đại đảo đối với U_2. Điện áp ban đầu $U_r(t = 0)$ chỉ xuất hiện sau khi tụ C đã nạp xong, thời gian nạp $\tau_n > CR_N$.

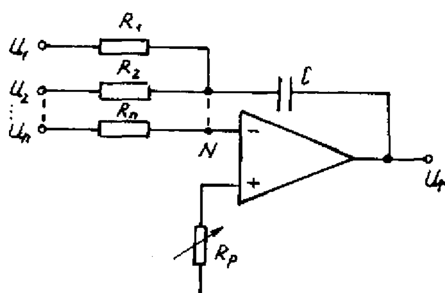


Hình 8.27. Mạch tích phân có điều kiện đầu dùng nguồn điện áp nối đất.

Điện áp ra tại $t = 0$:

$$U_r(t = 0) = -\frac{R_N}{R_2} U_2.$$

8.4.3. Mạch tích phân tổng và hiệu



Hình 8.28. Mạch tích phân tổng .

Hình 8.28 biểu diễn mạch tích phân tổng. Viết phương trình dòng điện nút đối với nút N và biến đổi, tìm ra được:

$$u_r = -\frac{1}{C} \int \left(\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + ... + \frac{u_n}{R_n} \right) dt \qquad (8.42)$$

Với mạch tích phân hiệu trên hình 8.29, viết được phương trình đối với nút N:

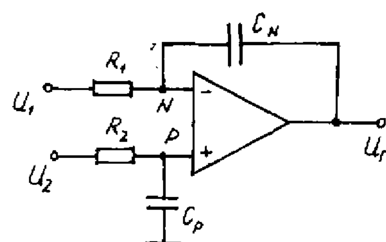
$$\frac{u_1 - u_N}{R_1} + C_N \frac{d(u_r - u_N)}{dt} = 0,$$

và đối với nút P:

$$\frac{u_2 - u_P}{R_2} - C_P \frac{du_P}{dt} = 0$$

Biến đổi và cho $u_N = u_P$, $R_1C_N = R_2C_P = RC$ ta rút ra được:

$$u_r = \frac{1}{RC} \int (u_2 - u_1) dt \qquad (8.43)$$



Hình 8.29. Mạch tích phân hiệu.

8.4.4. Mạch tích phân không đảo

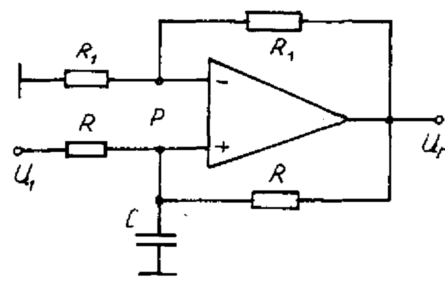
Trong mạch tích phân trên hình 8.29, nếu cho $u_1 = 0$ thì $u_r = \frac{1}{RC} \int u_2 dt$ là một mạch tích phân không đảo.

Cũng có thể dùng mạch điện trên hình 8.30 để thực hiện phép tích phân không đảo. Đây thực chất là một mạch tích phân ghép với một bộ khuếch đại thuật toán làm nhiệm vụ đệm. Viết phương trình dòng điện cho nút P:

$$\frac{u_1 - u_P}{R} + \frac{u_r - u_P}{R} - \frac{C du_P}{dt} = 0$$

Theo sơ đồ $u_N = \frac{1}{2} u_r$ và $u_P = u_N$, nên

$$u_r = \frac{2}{RC} \int u_1 dt \qquad (8.44)$$



Hình 8.30. Mạch tích phân không đảo.

8.4.5. Mạch tích phân kép (hình 8.31)

Để xác định biểu thức điện áp ra theo các điện áp vào, viết phương trình dòng điện cho các nút *1*, *2* và *3*:

Nút *1* : $\frac{u_2}{R} + \frac{du_3}{dt} = 0$

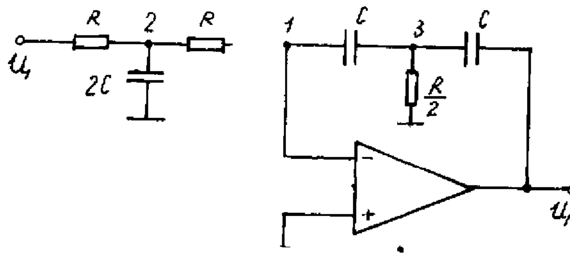
Nút *2* : $\frac{u_1 - u_2}{R} - \frac{u_2}{R} - 2C\frac{du_2}{dt} = 0$

Nút *3* : $-C\frac{du_3}{dt} - \frac{2u_3}{R} + C(\frac{du_r}{dt} - \frac{du_3}{dt}) = 0$

Rút u_2 ở phương trình thứ nhất và thay vào phương trình thứ 2, ta có

$$u_1 + 2RC\frac{du_3}{dt} + 2R^2C^2\frac{d^2u_3}{dt^2} = 0 \quad (8.45)$$

$$RC\frac{du_r}{dt} - 2u_3 - 2RC\frac{du_3}{dt} = 0 \quad (8.46)$$



Hình 8.31. Mạch tích phân kép .

Vi phân (8.46) theo *t* và nhân với *RC* rồi cộng với (8.45), rút ra:

$$u_1 + R^2C^2\frac{d^2u_r}{dt^2} = 0 \quad (8.47)$$

hay

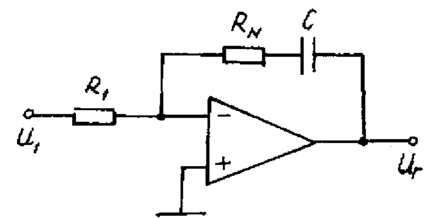
$$u_r = -\frac{1}{R^2C^2}\int\int u_1 dt^2 \quad (8.48)$$

Đây là mạch tích phân kép đối với điện áp vào.

8.5. Mạch *PI* (Proportional - Integrated)

Trong kỹ thuật điều khiển hay dùng mạch *PI* (hình 8.32). Mạch *PI* là mạch có điện áp ra:

$$u_r = Au_1 + B\int u_1 dt$$



Hình 8.32. Mạch *PI*.

Biết rằng dòng vào $i_1 = \frac{u_1}{R}$ tạo nên trên R_N điện áp $\frac{R_N}{R_1}u_1$ và trên C điện áp $\frac{1}{R_1C}\int u_1 dt$;

vì $u_N = 0$, nên

$$-u_r = \frac{R_N}{R_1}u_1 + \frac{1}{R_1C}\int u_1 dt \quad (8.49)$$

Để hiểu rõ hơn nguyên lý làm việc của mạch, xét trường hợp khi $u_1 = \widehat{U}_1\cos\omega t$.

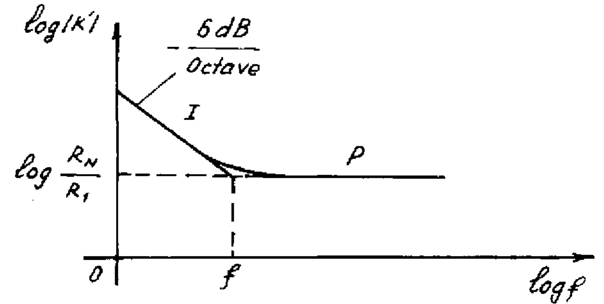
Thay vào (8.49) ta có:

$$-u_r = \frac{R_N}{R_1}\hat{U}_1\cos\omega t + \frac{\hat{U}_1}{\omega R_1 C}\sin\omega t$$

Do đó

$$|K'| = \frac{\hat{U}_r}{\hat{U}_1} = \frac{1}{R_1}\sqrt{R_N^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} = \frac{1}{R_1}\sqrt{\frac{\omega^2 R_N^2 C^2 + 1}{\omega^2 C}} \qquad (8.50)$$

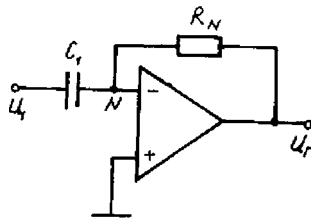
Gọi $\omega_o = \frac{1}{R_N C}$; khi $\omega << \omega_o$ thì $|K'| \approx \frac{1}{R_1}\cdot\frac{1}{\omega C}$, đặc tuyến biên độ - tần số của mạch có độ dốc -6dB/Octave, do đó khu vực này ($\omega << \omega_o$) gọi là khu vực I, sơ đồ làm việc như một mạch tích phân và với $\omega >> \omega_o$ thì $|K'| \approx \frac{R_N}{R_1}$, mạch mang tính chất khu đại nhiều hơn và gọi là khu vực P. Khu vực trung gian là khu vực chuyển tiếp. Đồ thị Bode trên hình 8.33 minh họa các quan hệ vừa nêu trên đây.



Hình 8.33. Đặc tuyến biên độ - tần số của mạch *PI*.

8.6. Mạch vi phân

Mạch vi phân được biểu diễn trên hình 8.34. Biểu thức điện áp ra (8.51) tính được từ phương trình dòng điện nút N.



Hình 8.34. Mạch vi phân.

$$u_r = -R_N C_1 \frac{du_1}{dt} \qquad (8.51)$$

Giả thiết $u_1 = \hat{U}_1\sin\omega t$, ta có

$$u_r = -R_N C_1 \omega \hat{U}_1 \cos\omega t = -\hat{U}_r\cos\omega t$$

Do đó hệ số khuếch đại của mạch:

$$K' = \frac{\hat{U}_r}{\hat{U}_1} = \omega R_N C_1 \qquad (8.52)$$

K' tăng theo tần số và đồ thị Bode có độ dốc 6dB/Octave. Vậy có thể định nghĩa: mạch vi phân là mạch có đặc tuyến tần số tăng với độ dốc 6 dB/Octave.

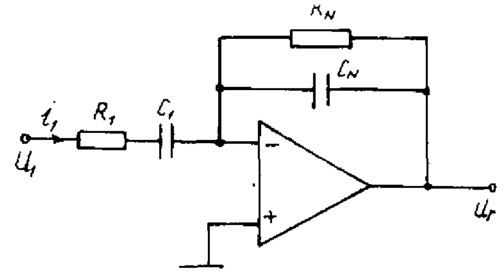
Mạch điện trên hình 8.34 có những nhược điểm sau:

- Vì hệ số khuếch đại của mạch tỉ lệ với tần số (xem (8.52)), nên tạp âm tần số cao ở đầu ra mạch này rất lớn, có thể lấn át tín hiệu.

- Trở kháng vào của mạch $Z_v = \frac{1}{j\omega C_1}$ giảm khi tần số tăng, do đó khi nguồn tín hiệu có trở kháng trong lớn, thì chỉ một phần tín hiệu được vi phân, phần còn lại được khuếch đại. Mặt khác, ở tần số cao hệ số hồi tiếp của mạch giảm.

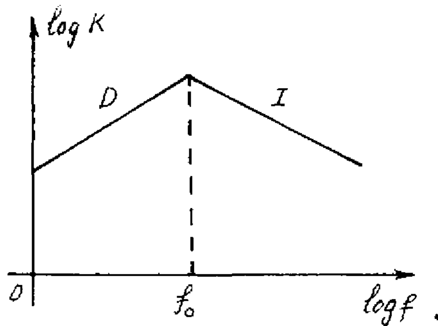
- Mạch kém ổn định, vì bản thân mạch hồi tiếp đã gây ra một góc di pha: -90^o. Để bù tần số đảm bảo ổn định phải tính toán sao cho lượng dự trữ về pha $\varphi_K = 90^o$.

Do các nhược điểm đó, nên trong thực tế thường dùng mạch vi phân biểu diễn trên hình 8.35. Để giảm tạp âm tần số cao, mắc thêm R_1 nối tiếp với C_1. Vì vậy mạch chỉ có tác dụng vi phân khi $\omega << \omega_o = \frac{1}{R_1C_1}$. Ở tần số đó, còn có thể coi C_N là hở mạch. Tụ điện C_N tiếp tục hạn chế tạp âm ra, vì ở tần số cao trở kháng của nó rất nhỏ, nên có thể coi đầu ra ghép hồi tiếp âm hoàn toàn với đầu vào.



Hình 8.35. Mạch vi phân thường dùng trong thực tế.

Nếu chọn C_N sao cho $R_1C_1 = R_NC_N$ thì khi $\omega > \omega_0$, hệ số khuếch đại giảm theo tần số. Do đó đồ thị Bode (hình 8.36) của mạch vi phân hình 8.35 gồm 2 phần: phần D ($\omega < \omega_0$) là phần vi phân và phần I ($\omega > \omega_0$) là phần tích phân. Điện áp ra khi $\omega < \omega_0$ được biểu diễn bởi biểu thức (8.53).



Hình 8.36. Đặc tuyến biên độ - tần số mạch vi phân thực tế.

$$u_r = -R_NC_1 \frac{du_1}{dt} \qquad (8.53)$$

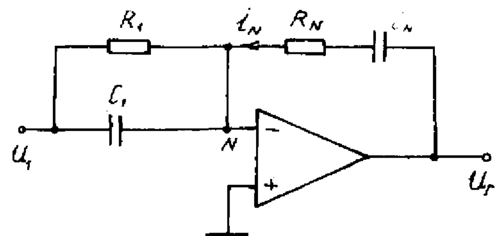
8.7. Mạch *PID* (Proportional - Integrated - Differential)

PID cũng là một mạch hay được dùng trong kỹ thuật điều khiển để mở rộng phạm vi tần số điều khiển của mạch và trong nhiều trường hợp tăng tính ổn định của hệ thống điều khiển trong một dải tần rộng. Mạch điện của nó được biểu diễn trên hình 8.37. Từ phương trình dòng điện nút N:

$$\frac{u_1}{R_1} + C_1\frac{du_1}{dt} + i_N = 0$$

và phương trình điện áp trên nhánh ra:

$$u_r = R_Ni_N + \frac{1}{C_N}\int i_Ndt$$



Hình 8.37. Mạch *PID* .

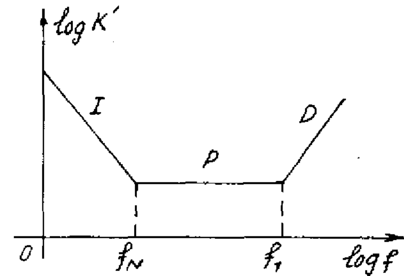
tìm được:

$$u_r = -\left(\frac{u_1}{R_1} + C_1\frac{du_1}{dt}\right)R_N - \frac{1}{C_N}\int\left(\frac{u_1}{R_1} + C_1\frac{du_1}{dt}\right)dt$$

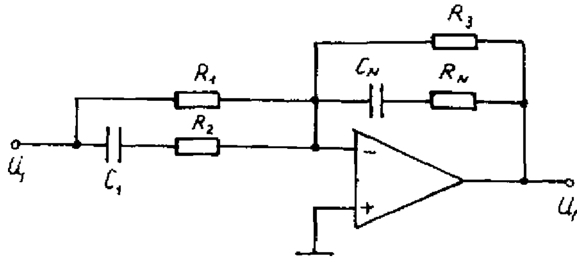
hoặc

$$-u_r = \left(\frac{R_N}{R_1} + \frac{C_1}{C_N}\right)u_1 + \frac{1}{R_1C_N}\int u_1dt + R_NC_1\frac{du_1}{dt} \quad (8.54)$$

Ở tần số thấp, khi $\omega << \omega_N = \frac{1}{R_NC_N}$ thì thành phần tích phân trong biểu thức (8.54) chiếm ưu thế. Ở tần số cao khi $\omega >> \omega_1 = \frac{1}{R_1C_1}$ thì thành phần vi phân chiếm ưu thế. Còn trong dải tần $\omega_N < \omega < \omega_1$ thì thành phần tỷ lệ với điện áp ra (khuếch đại) chiếm ưu thế. Do đó đặc tuyến tần số của mạch có dạng như trên hình 8.38. Mạch có nhược điểm là phần vi phân gây tạp âm lớn ở tần số cao, còn phần tích phân thì có hệ số khuếch đại rất lớn ở tần số thấp, do đó mạch có thể tự kích trong trường hợp lượng dự trữ về pha không đủ lớn. Để khắc phục, người ta hạn chế hệ số khuếch đại ở tần số thấp và ở tần số cao trong một giới hạn nào đó. Điều đó có thể thực hiện được nhờ các điện trở R_2 và R_3 trong sơ đồ 8.39. R_3 làm nhiệm vụ hạn chế hệ số khuếch đại ở tần số thấp và R_2 làm nhiệm vụ đó ở tần số cao.



Hình 8.38. Đặc tuyến biên độ- tần số của *PID*.



Hình 8.39. Mạch *PID* dùng trong thực tế.

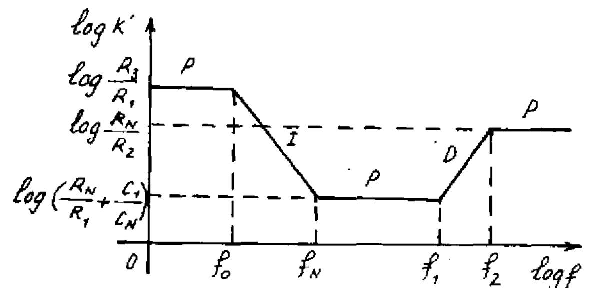
Thường chọn $R_3 >> R_N$ và $R_2 << R_1$.

Biểu thức điện áp ra vẫn như trên, nhưng mạch chỉ có tác dụng trong dải tần số:

$$f_o < f < f_2,$$

với $f_o = \frac{1}{2\pi R_3C_N}$ và $f_2 = \frac{1}{2\pi R_2C_1}$

Đặc tuyến tần số của nó được biểu diễn trên hình 8.40.



Hình 8.40.

8.8. Mạch lọc tích cực

8.8.1. Khái niệm

Tùy thuộc vào dải tần số cần truyền đạt, người ta phân biệt: mạch lọc thông thấp, mạch lọc thông cao, mạch lọc thông dải và mạch lọc chắn dải.

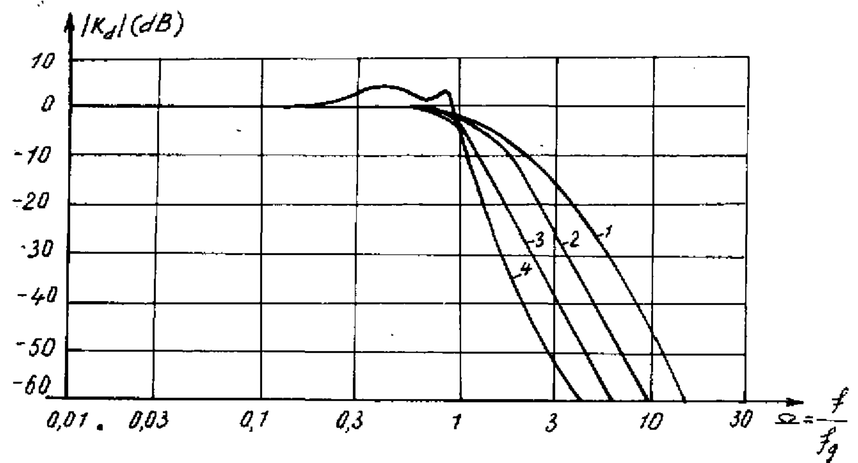
Ở tần số cao thường dùng các mạch lọc thụ động *RLC*. Ở tần số thấp, các mạch lọc đó có điện cảm quá lớn, làm cho kết cấu của nó nặng nề và tốn kém, cũng như phẩm chất của mạch giảm. Vì vậy trong phạm vi tần số từ 0,1 đến vài MHz, người ta dùng bộ khuếch đại thuật toán và mạng *RC* - gọi là mạch lọc tích cực để lọc.

Khác với lọc thụ động, mạch lọc tích cực được đặc trưng bởi ba tham số cơ bản: tần số giới hạn f_g, bậc của bộ lọc và loại bộ lọc.

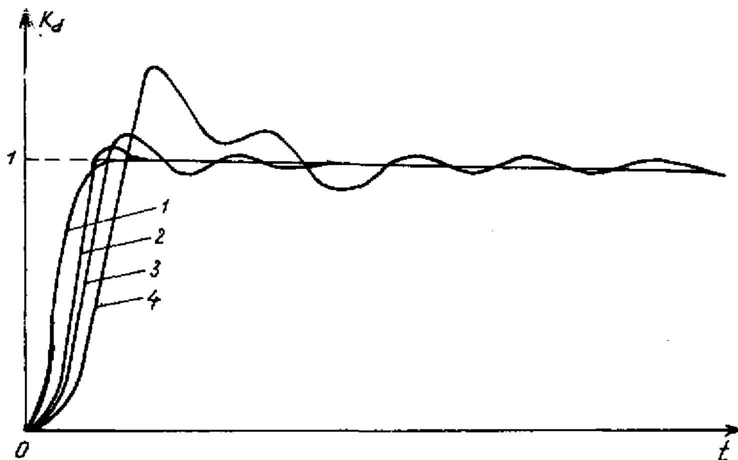
Tần số giới hạn f_g là tần số mà tại đó đặc tuyến biên độ - tần số của hàm truyền đạt giảm 3 dB so với hệ số truyền đạt ở tần số trung tâm.

Bậc bộ lọc xác định độ dốc của đặc tuyến biên độ - tần số ở tần số $f >> f_g$.

Loại bộ lọc xác định dạng của đặc tuyến biên độ - tần số xung quanh tần số giới hạn và trong khu vực thông của mạch lọc. Cần chú ý rằng: mạch điện của các loại bộ lọc thì giống nhau, chúng chỉ khác nhau ở giá trị các linh kiện *RC* mà thôi.



Hình 8.41. Đặc tính biên độ - tần số của mạch lọc thông thấp bậc bốn:
1- lọc thụ động; 2- lọc Bessel; 3- lọc Butterworth; 4- lọc Tschebyscheff.



Hình 8.42. Đáp ứng xung của mạch lọc thông thấp :
1- lọc thụ động; 2- lọc Bessel; 3- lọc Butterworth; 4- lọc Tschebyscheff.

Người ta quan tâm nhiều đến ba loại bộ lọc: lọc Bessel, lọc Butterworth và lọc Tschebyscheff. Đặc tính của các loại bộ lọc đó được minh họa trên hình 8.41. Mạch lọc Butterworth (3) có đặc tính phẳng kéo dài và gấp khúc

trước khi đạt được tần số giới hạn f_g. Mạch lọc thông thấp Tschebyscheff (*4*) có độ dốc lớn nhất ở tần số $f > f_g$, trong dải tần đặc tuyến không phẳng hoàn toàn mà có độ gợn sóng nhất định. Ở tần số $f > f_g$ đặc tuyến càng dốc nếu độ gợn sóng trong dải thông càng lớn. Mạch lọc Bessel có đặc tính giảm đều từ khu vực thông sang khu vực chắn và có đáp ứng xung gần như lý tưởng (hình 9.42). Tuỳ yêu cầu cụ thể, có thể chọn loại mạch lọc thích hợp.

Để tiện xét các loại mạch lọc, dựa vào hàm truyền đạt tổng quát của một mạch lọc thông thấp (8.55) :

$$K_d(P) = \frac{K_{do}}{1 + C_1P + C_2P^2C_3P^3 + ... + C_nP^n} \quad (8.55)$$

trong đó :

$$P = \frac{p}{\omega_g} = \frac{j\omega}{\omega_g} = \frac{jf}{f_g} = j\,\Omega \;;$$

- C_i là các hệ số thực, dương.

Bậc của bộ lọc chính là số mũ lớn nhất của P. Để có thể thực hiện được bộ lọc đó một cách thuận lợi, người ta phân tích mẫu số của biểu thức (8.55) thành tích các thừa số, ta có biểu thức mới :

$$K_d(P) = \frac{K_{do}}{\prod_i (1 + a_iP + b_iP^2)} \quad (8.56)$$

K_{do} – hệ số truyền đạt ở tần số thấp ;

a_i, b_i – những số thực, dương.

Với bộ lọc bậc lẻ (n lẻ) thì có một hệ số của $b_i = 0$. Khi $b_i \neq 0$ thì hàm truyền đạt có những điểm cực phức liên hợp. Mạch lọc tích cực sẽ thực hiện các khâu lọc như vậy thay cho các khâu lọc *RLC*. Bảng 8.1 cho biết các thông số cơ bản của một mạch lọc.

Bảng 8.1

n	i	a_i	b_i	v_{gi}/v_g	Q_i
Lọc *Bessel*					
1	1	1,000	0,0000	1,000	–
2	1	1,3617	0,6180	1,000	0,58
3	1	0,7560	0,0000	1,323	–
	2	0,9996	0,4772	1,414	0,69
4	1	1,3397	0,4889	0,978	0,52
	2	0,7743	0,3890	1,797	0,81
5	1	0,6656	0,0000	1,502	–
	2	1,1402	0,4128	1,184	0,56
	3	0,6216	0,3245	2,138	0,92
6	1	1,2217	0,3887	1,063	0,51
	2	0,9686	0,3505	1,431	0,61
	3	0,5131	0,2756	2,447	1,02
7	1	05937	0,0000	1,684	–
	2	1,0944	0,3395	1,207	0,53
	3	0,8304	0,3011	1,695	0,66
	4	0,4332	0,2381	2,731	1,13
8	1	1,1113	0,3162	1,164	0,51
	2	0,9754	0,2979	1,381	0,56
	3	0,7202	0,2621	1,963	0,71
	4	0,3728	0,2087	2,992	1,23

n	i	a_i	b_i	v_{gi}/v_g	Q_i
Lọc *Bessel* (tiếp theo)					
9	1	0,5386	0,0000	1,857	–
	2	1,0244	0,2834	1,277	0,52
	3	0,8710	0,2636	1,574	0,59
	4	0,6320	0,2310	2,226	0,76
	5	0,3257	0,1854	3,237	1,32
10	1	1,0215	0,2650	1,264	0,50
	2	0,9393	0,2549	1,412	0,54
	3	0,7815	0,2351	1,780	0,62
	4	0,5604	0,2059	2,479	0,81
	5	0,2883	0,1665	3,466	1,42
Lọc *Butterworth*					
1	1	1,0000	0,0000	1,000	–
2	1	1,4142	1,0000	1,000	0,71
3	1	1,0000	0,0000	1,000	–
	2	1,0000	1,0000	1,272	1,00
4	1	1,8478	1,0000	0,719	0,54
	2	0,7654	1,0000	1,390	1,31
5	1	1,0000	0,0000	1,000	–
	2	1,6180	1,0000	0,859	0,62
	3	0,6180	1,0000	1,448	1,62
6	1	1,9319	1,0000	0,676	0,52
	2	1,4142	1,0000	1,000	0,71
	3	0,5176	1,0000	1,479	1,93
7	1	1,0000	0,0000	1,000	–
	2	1,8019	1,0000	0,745	0,55
	3	1,2470	1,0000	1,117	0,80
	4	0,4450	1,0000	1,499	2,25
8	1	1,9616	1,0000	0,661	0,51
	2	1,6629	1,0000	0,829	0,60
	3	1,1111	1,0000	1,206	0,90
	4	0,3902	1,0000	1,512	2,56
9	1	1,0000	0,0000	1,000	–
	2	1,8794	1,0000	0,703	0,53
	3	1,5321	1,0000	0,917	0,65
	4	1,0000	1,0000	1,272	1,00
	5	0,3473	1,0000	1,521	2,88
10	1	1,9754	1,0000	0,655	0,51
	2	1,7820	1,0000	0,756	0,56
	3	1,4142	1,0000	1,000	0,71
	4	0,9080	1,0000	1,322	1,10
	5	0,3129	1,0000	1,527	3,20

n	i	a_i	b_i	v_{gi}/v_g	Q_i
Lọc *Tschebyscheff* với độ gợn sóng 0,5 dB					
1	1	1,0000	0,0000	1,000	–
2	1	1,3614	1,3827	1,000	0,86
3	1	1,8636	0,0000	0,537	–
	2	0,6402	1,1931	1,335	1,71
4	1	2,6282	3,4341	0,538	0,71
	2	0,3648	1,1509	1,419	2,94
5	1	2,9236	0,0000	0,342	–
	2	1,3025	2,3534	0,881	1,18
	3	0,2290	1,0833	1,480	4,54
6	1	3,8645	6,9797	0,366	0,68
	2	0,7528	1,8573	1,078	1,81
	3	0,1589	1,0711	1,495	6,51
7	1	4,0211	0,0000	0,249	–
	2	1,87629	4,1795	0,645	1,09
	3	0,4861	1,5676	1,208	2,58
	4	0,1156	1,0443	1,517	8,84
8	1	5,1117	11,9607	0,276	0,68
	2	1,0639	2,9365	0,844	1,61
	3	0,3439	1,4206	1,284	3,47
	4	0,0885	1,0408	1,521	11,53
9	1	5,1318	0,0000	0,195	–
	2	2,4283	6,6307	0,506	1,06
	3	0,6839	2,2908	0,989	2,21
	4	0,2559	1,3133	1,344	4,48
	5	0,0695	1,0272	1,532	14,58
10	1	6,3648	18,3694	0,222	0,67
	2	1,3582	4,3453	0,689	1,53
	3	0,4822	1,9440	1,091	2,89
	4	0,1994	1,2521	1,381	5,61
	5	0,0563	1,0263	1,533	17,99
Lọc *Tschebyscheff* với độ gợn sóng 1 dB					
1	1	1,0000	0,0000	1,000	–
2	1	1,3022	1,5515	1,000	0,96
3	1	2,2156	0,0000	0,451	–
	2	0,5442	1,2057	1,353	2,02
4	1	2,5904	4,1301	0,540	0,78
	2	0,3039	1,1697	1,417	3,56
5	1	3,5711	0,0000	0,280	–
	2	1,1280	2,4896	0,894	1.40
	3	0,1872	1,0814	1,486	5,56
6	1	3,8437	8,5529	0,366	0,76
	2	0,6292	1,9124	1,082	2,20
	3	0,1296	1,0766	1,483	8,00
7	1	4,9520	0,0000	0,202	–
	2	1,6338	4,4899	0,655	1,30
	3	0,3987	1,5834	1,213	3,16
	4	0,0937	1,0423	1,520	10,90

n	i	a_i	b_i	v_{gi}/v_g	Q_i
Lọc *Tschebyscheff* với độ gợn sóng 1 dB (tiếp theo)					
8	1	5,1019	14,7607	0,276	0,75
	2	0,8916	3,0426	0,849	1,96
	3	0,2806	1,4334	1,285	4,27
	4	0,0717	1,0432	1,520	14,24
9	1	6,4515	0,0000	0,158	–
	2	2,1252	7,1711	0,514	1,26
	3	0,5624	2,3278	0,994	2,71
	4	0,2076	1,3166	1,346	5,53
	5	0,0562	1,0258	1,533	18,03
10	1	6,3634	22,7466	0,221	0,75
	2	1,1399	4,5167	0,694	1,86
	3	0,3939	1,9666	1,093	3,56
	4	0,1616	1,2569	1,381	6,94
	5	0,0455	1,0277	1,523	22,26
Lọc *Tschebyscheff* với độ gợn sóng 2 dB					
1	1	1,0000	0,0000	1,000	–
2	1	1,1813	1,7776	1,000	1,13
3	1	2,7994	0,0000	0,357	–
	2	0,4300	1,2036	1,378	2,55
4	1	2,4025	4,9862	0,550	0,93
	2	0,2374	1,1896	1,413	4,59
5	1	4,6345	0,0000	0,216	0
	2	0,9090	2,6036	0,908	1,78
	3	0,1434	1,0750	1,493	7,23
6	1	3,5880	10,4648	0,373	0,90
	2	0,4925	1,9622	1,085	2,84
	3	0,0995	1,0826	1,491	10,46
7	1	6,4760	0,0000	0,154	–
	2	1,3258	4,7649	0,665	1,65
	3	0,3067	1,5927	1,218	4,12
	4	0,0714	1,0384	1,523	14,28
8	1	4,7743	18,1510	0,282	0,89
	2	0,6991	3,1353	0,853	2,53
	3	0,2153	1,4449	1,285	5,58
	4	0,0547	1,0461	1,518	18,69
9	1	8,3198	0,0000	0,120	–
	2	1,7299	7,6580	0,522	1,60
	3	0,4337	2,3549	0,998	3,54
	4	0,1584	1,3174	1,349	7,25
	5	0,0427	1,0232	1,536	23,68
10	1	5,9618	28,0377	0,226	0,89
	2	0,8947	4,6644	0,697	2,41
	3	0,3023	1,9858	1,094	4,66
	4	0,1233	1,2614	1,380	9,11
	5	0,0347	1,0294	1,531	29,27

n	i	a_i	b_i	v_{gi}/v_g	Q_i
Lọc *Tschebyscheff* với độ gợn sóng 3 dB					
1	1	1,0000	0,0000	1,000	-
2	1	1,0650	1,0305	1,000	1,30
3	1	3,3496	0,0000	0,299	-
	2	0,3559	1,1923	1,396	3,07
4	1	2,1853	5,5339	0,557	1,08
	2	0,1964	1,2009	1,410	5,58
5	1	5,6334	0,0000	0,178	-
	2	0,7620	2,6530	0,917	2,14
	3	0,1172	1,0686	1,500	8,82
6	1	3,2721	11,6773	0,379	1,04
	2	0,4077	1,9873	1,086	3,46
	3	0,0815	1,0861	1,489	12,78
7	1	7,9064	0,0000	0,126	-
	2	1,1159	4,8963	0,670	1,98
	3	0,2515	1,5944	1,222	5,02
	4	0,0582	1,0348	1,527	17,46
8	1	4,3583	20,2946	0,286	1,03
	2	0,5791	3,1808	0,855	3,08
	3	0,1765	1,4507	1,285	6,83
	4	0,0448	1,0478	1,517	22,87
9	1	10,1759	0,0000	0,098	-
	2	1,4585	7,8972	0,526	1,93
	3	0,3561	2,3652	1,001	4,32
	4	0,1294	1,3165	1,351	8,87
	5	0,0348	1,0210	1,537	29,00
10	1	5,4448	31,3787	0,230	1,03
	2	0,7414	4,7363	0,699	2,94
	3	0,2479	1,9952	1,094	5,70
	4	0,1008	1,2638	1,380	11,15
	5	0,0283	1,0304	1,530	35,85

Trong đó n bậc bộ lọc ; i - số thứ tự các mắt lọc ; a_i, b_i - các hệ số của mắt lọc ; f_{gi} - tần số giới hạn của mắt lọc thứ i ; f_g - tần số giới hạn của toàn bộ lọc; Q_i - hệ số phẩm chất của mắt lọc thứ i.

Hệ số phẩm chất càng lớn tính ổn định của bộ lọc càng kém. Các bộ lọc có các điểm cực thực thì phẩm chất Q_i của nó $\leq$ 0,5.

8.8.2. Thực hiện mạch lọc thông thấp và thông cao bậc hai

Có ba loại mạch lọc tích cực thông dụng: mạch lọc hồi tiếp âm một vòng, mạch lọc hồi tiếp âm nhiều vòng và mạch lọc hồi tiếp dương một vòng. Các mạch lọc đó có thể thực hiện cho cả ba loại: Butterworth, Bessel và Tschebyscheff, chúng chỉ khác nhau ở hệ số a_i, b_i. Các linh kiện RC dùng trong các mạch lọc này phải đảm bảo sai số nhỏ hơn 1%. Cũng có thể dùng các điện trở chuẩn và điện dung chuẩn để xây dựng mạch lọc, lúc đó phải có các chiết áp phụ để điều chỉnh mạch.

1. Mạch lọc thông thấp bậc hai

Hình 8.43a biểu diễn mạch lọc thông thấp hồi tiếp âm một vòng.

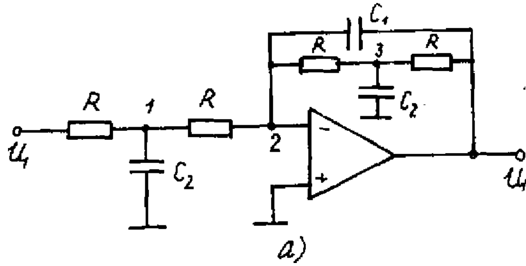
Để tính hàm truyền đạt, viết phương trình dòng điện nút cho các nút *1, 2* và *3*. Giải hệ phương trình đó, sẽ nhận được hàm truyền đạt của mạch lọc hồi tiếp âm một vòng (8.57):

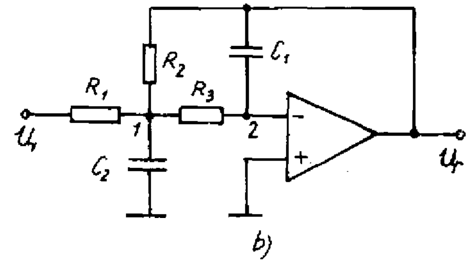
$$K_d = \frac{u_r}{u_1} = \frac{1}{1 + 2P\omega_g RC_1 + P_2\omega_g^2 R^2 C_1 C_2} \tag{8.57}$$

So sánh hệ số của (8.57) với (8.56) ta rút ra

$$K_{do} = 1 \; ; a_1 = 2\omega_g RC_1 \; ; b_1 = \omega_g^2 R^2 C_1 C_2$$

Tùy thuộc vào loại bộ lọc định thực hiện, ta xác định a_1, b_1. Để xây dựng mạch lọc, chọn trước một phần tử rồi tính hai phần tử còn lại. Thường chọn trước một tụ điện theo

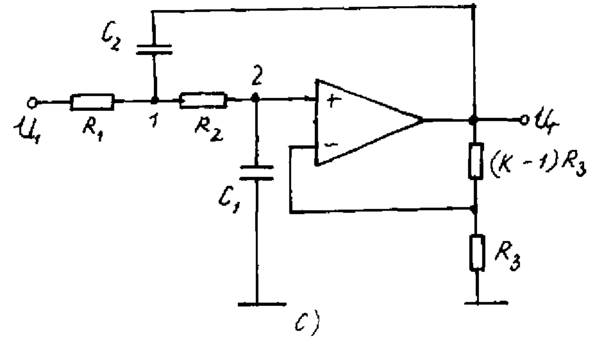




giá trị chuẩn, điện trở và tụ còn lại được xác định như sau:

$$R = \frac{a_1}{4\pi f_g C_1} \quad \text{và} \quad C_2 = \frac{4b_1 C_1}{a_1^2}$$

Với mạch lọc thông thấp hồi tiếp âm nhiều vòng trên hình 8.43b cũng lập phương trình dòng điện nút cho các nút *1* và *2* để xác định hàm truyền đạt (8.58).



Hình 43. Mạch lọc thông thấp bậc hai:
a) hồi tiếp âm một vòng; b) hồi tiếp âm nhiều vòng;
c) hồi tiếp dương một vòng.

$$K_d = \frac{R_2/R_1}{1 + P\omega_g C_1\left(R_2 + R_3 + \dfrac{R_2 R_3}{R_1}\right) + P^2\omega_g^2 C_1 C_2 R_2 R_3} \tag{8.58}$$

Từ đây, ta xác định được

$$K_{do} = R_2/R_1$$

$$a_1 = \omega_g C_1\left(R_2 + R_3 + \frac{R_2.R_3}{R_1}\right)$$

$$b_1 = \omega_g^2 C_1 C_2 R_2 R_3$$

Nếu cho trước f_g, K_{do}, C_1 và C_2 ta tính được

$$R_2 = \frac{a_1 C_2 - \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4C_1 C_2 b_1 (1 + K_{do})}}{4\pi f_g C_1 C_2} \tag{8.59}$$

$$R_1 = \frac{R_2}{K_{do}} \quad \text{và} \quad R_3 = \frac{b_1}{4\pi^2 f_g^2 C_1 C_2 R_2}$$

Để R_2 có giá trị thực theo (8.59), phải thỏa mãn điều kiện (8.60).

$$\frac{C_2}{C_1} \geq \frac{4b_1(1 + K_{do})}{a_1^2} \tag{8.60}$$

Mạch lọc hồi tiếp dương một vòng trên hình 8.43c có hàm truyền đạt

$$K_d = \frac{K}{1 + P\omega_g[R_1C_1 + R_2C_1 + (1 - K)R_1C_2] + P^2\omega_g^2C_1C_2R_1R_2} \tag{8.61}$$

Để đơn giản, chọn $K = 1$, lúc đó $(K - 1)R_3 = 0$, do đó biểu thức (8.61) có thể viết lại dưới dạng (8.62):

$$K_d = \frac{1}{1 + P\omega_g C_1(R_1 + R_2) + P^2\omega_g^2C_1C_2R_1R_2} \tag{8.62}$$

Nếu cho trước f_g, C_1, C_2, ta tính được K_{do}, R_1 và R_2.

$a_1 = \omega_g C_1(R_1 + R_2)$; $b_1 = \omega_g^2 R_1 R_2 C_1 C_2$

$K_{do} = 1$

$$R_{1,2} = \frac{a_1C_2 \pm \sqrt{a_1^2C_2^2 - 4b_1C_1C_2}}{4\pi f_g C_1 C_2} \tag{8.63a}$$

Để R_1, R_2 thực, phải đảm bảo điều kiện

$$\frac{C_2}{C_1} \geq \frac{4b_1}{a_1^2} \tag{8.63b}$$

Trong mạch điện hình 8.43c cũng có thể chọn $R_1 = R_2 = R$ và $C_1 = C_2 = C$, lúc đó từ (8.61) có thể suy ra hàm truyền đạt:

$$K_d = \frac{K}{1 + P\omega_g(3 - K)RC + P^2\omega_g^2R^2C^2} \tag{8.64}$$

Vì $\quad a_1 = \omega_g(3 - K)RC$ và $b_1 = \omega_g^2R^2C^2$

nên

$$RC = \frac{\sqrt{b_1}}{2\pi f_g}$$

$$K = K_{do} = 3 - \frac{a_1}{2\pi f_g RC}$$

Thay RC vào, ta có:

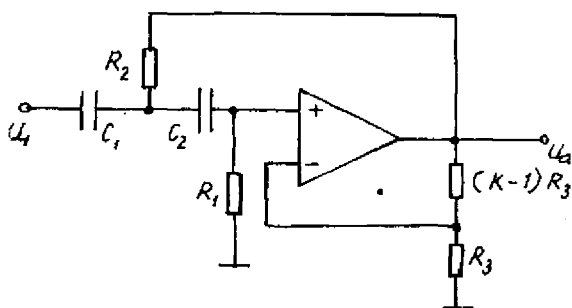
$$K = 3 - \frac{a_1}{\sqrt{b_1}} \quad (8.65)$$

Theo (8.65), K chỉ phụ thuộc vào a_1, b_1. Như vậy độ lớn của K xác định loại mạch lọc. Thay a_1 và b_1 đã cho ứng với từng loại mạch lọc vào biểu thức (8.65) ta xác định được K tương ứng với loại mạch lọc đó. Với $K = 3$ thì $a_1 = 0$ và biểu thức (8.64) được viết lại như sau:

$$K_d = \frac{K}{1 + P^2\omega_g^2R^2C^2} = \frac{K}{1 - \Omega^2\omega_g^2R^2C^2} \quad (8.66)$$

Rõ ràng khi $\Omega = 1$ tức $f = f_g$ thì $K_d = \infty$, nghĩa là mạch tự dao động ở tần số $f = \frac{1}{2\pi RC}$. Vì vậy khi $K \approx 3$ rất khó thực hiện mạch lọc loại này. Tuy nhiên mạch có ưu điểm là loại bộ lọc hoàn toàn được xác định bởi K mà không phải bởi các linh kiện RC. Do đó có thể dễ dàng thay đổi tần số giới hạn f_g của mạch bằng cách thay đổi RC mà không ảnh hưởng đến tính chất của bộ lọc.

2. Mạch lọc thông cao bậc hai



Hình 8.44. Sơ đồ mạch lọc thông cao bậc hai một vòng hồi tiếp dương.

Để thực hiện mạch lọc thông cao bậc hai có thể dùng tất cả các dạng sơ đồ đối với mạch lọc thông thấp được chỉ ra trên hình 8.43, trong đó phải đổi chỗ vị trí của R với C. Ví dụ mạch lọc thông cao hồi tiếp dương một vòng có dạng như trên hình 8.44.

Để tìm hàm truyền đạt, áp dụng biểu thức (8.61), trong đó thay P bởi $\frac{1}{P}$; C bởi R và R bởi C, ta có

$$K_d = \frac{K}{1 + \frac{1}{P}\frac{R_2(C_1 + C_2) + R_1C_2(1 - K)}{\omega_gR_1R_2C_1C_2} + \frac{1}{P^2}\frac{1}{\omega_g^2C_1C_2R_1R_2}} \quad (8.67)$$

Tương tự như đối với mạch lọc thông thấp, cho $K = 1$ và $C_1 = C_2 = C$, ta có

$$K_d = \frac{1}{1 + \frac{1}{P}\frac{2}{\omega_gR_1C} + \frac{1}{P^2}\frac{1}{\omega_g^2C^2R_1R_2}} \quad (8.68)$$

Hệ số truyền đạt ở tần số cao $K_{d\infty} = 1$

$$a_1 = \frac{2}{\omega_gR_1C}, \quad \text{do đó} \quad R_1 = \frac{1}{\pi f_g a_1 C}$$

$$b_1 = \frac{1}{\omega_g^2 C^2 R_1 R_2}, \qquad \text{do đó} \qquad R_2 = \frac{a_1}{4\pi f_g C b_1}$$

Trường hợp cho $R_1 = R_2 = R$ và $C_1 = C_2 = C$ ta lại có

$$RC = \frac{1}{2\pi f_g \sqrt{b_1}}$$

$$K = K_{d\infty} = 3 - \frac{a_1}{\sqrt{b_1}}.$$

8.8.3. Thực hiện mạch lọc thông thấp và thông cao bậc cao, n > 2

Trường hợp đặc tính biên độ - tần số của bộ lọc không đủ vuông góc, người ta phải thực hiện bộ lọc bậc cao hơn hai. Muốn vậy, mắc nối tiếp các mạch lọc bậc một và bậc hai đã biết. Lúc đó đặc tính tần số của mạch là tích đặc tính tần số của từng mạch riêng rẽ.

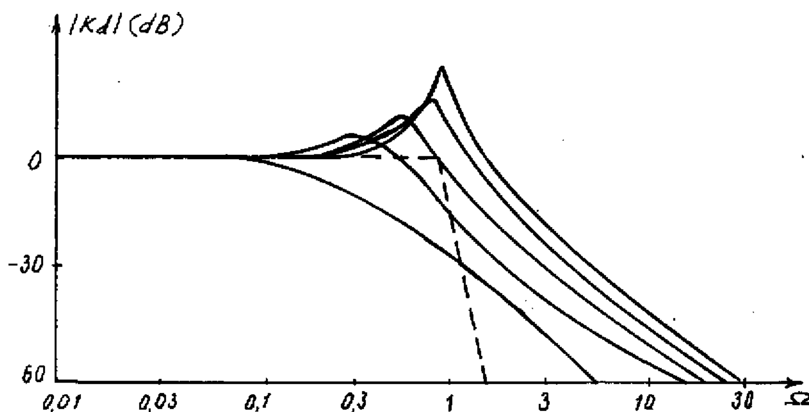
Muốn có một loại mạch lọc nào đó bậc > 2 thì phải viết biểu thức hàm truyền phức tổng quát dưới dạng (8.56) cho mạch đó rồi tìm các hệ số a_i và b_i, vì tích đặc tuyến truyền đạt phức của hai bộ lọc bậc hai loại nào đó không phải là hàm truyền phức của một bộ lọc bậc bốn cùng loại nghĩa là hàm

$$\frac{K_{do}}{(1 + a_1P + b_1P^2)(1 + a_2P + b_2P^2)} \quad \text{khác với hàm} \quad \frac{K_{do}}{(1 + a_1P + b_1P^2)^2}$$

Cần chú ý khi tính toán phải coi f_g là tần số giới hạn của toàn bộ lọc chứ không phải tần số giới hạn của từng khâu lọc riêng rẽ. Nói chung, các khâu lọc có tần số giới hạn khác với tần số giới hạn của toàn mạch lọc.

Về nguyên tắc, việc nối ghép các khâu lọc không cần để ý đến thứ tự, nhưng cũng cần lưu ý mấy đặc điểm sau:

Để không một khâu lọc nào làm việc ở trạng thái bão hòa thì các mắt lọc được bố trí từ đầu vào đến đầu ra theo thứ tự tần số giới hạn f_{gi} tăng dần. Hình 8.45 biểu diễn hàm truyền đạt của bộ lọc Tschebyscheff bậc mười, được cấu tạo bởi năm khâu lọc bậc hai: rõ ràng, nếu chọn thứ tự nối ghép các bộ lọc ngược lại thì khi $f = f_g$, điện áp ra của bộ



Hình 8.45. Hàm truyền đạt của bộ lọc Tschebyscheff bậc mười và của năm khâu lọc bậc hai tương ứng.

lọc đầu vào lớn nhất, do đó mắt lọc này có thể làm việc ở trạng thái bão hòa trong khi các mắt lọc sau vẫn làm việc trong khu vực khuếch đại.

Tuy nhiên khi xét theo quan điểm tạp âm thì nên sắp xếp các mắt lọc theo thứ tự ngược lại để cho mắt lọc cuối cùng có tần số giới hạn thấp nhất làm suy giảm tạp âm mắt lọc đầu vào.

8.8.4. Mạch lọc chọn lọc và mạch lọc thông dải

Nếu mắc xâu chuỗi một khâu lọc thông thấp với một khâu lọc thông cao, ta nhận được một bộ lọc thông dải. Đặc tính tần số của nó là tích đặc tính tần số của hai khâu lọc riêng rẽ. Độ dốc của đặc tính tần số ở $f > f_{gt}$ (f_{gt}: tần số giới hạn trên) và $f < f_{gd}$ (f_{gd}: tần số giới hạn dưới) phụ thuộc vào bậc và loại bộ lọc thông thấp và thông cao được dùng.

Nếu trong mạch lọc thông dải đó $f_{gt} = f_{gd} = f_o$ thì ta có mạch lọc chọn lọc.

Để đơn giản, ta xét một bộ lọc chọn lọc được cấu tạo từ một mạch lọc thông cao tích cực bậc một và một mạch lọc thông thấp tích cực bậc một mắc nối tiếp.

Hàm truyền đạt phức của bộ lọc:

$$K_d = \frac{K_{do}K_{d\infty}}{(1 + a_1P)(1 + \frac{a_1}{P})} = \frac{K_{do}K_{d\infty}P}{(1 + a_1P)(P + a_1)}$$

$$= \frac{K_{do}K_{d\infty}P}{a_1 + (a_1^2 + 1)P + a_1P^2} \quad (8.69)$$

Đặt $\quad K_{do}K_{d\infty} = A$

$\quad a_1^2 + 1 = \beta$

Và với bộ lọc bậc một $a_1 = 1$, do đó biểu thức (8.69) được viết lại như sau:

$$K_d = \frac{AP}{1 + \beta P + P^2} \quad (8.70)$$

Với mạch lọc chọn lọc, cần quan tâm đến hai thông số cơ bản: độ khuếch đại của mạch tại tần số trung tâm f_0 và hệ số phẩm chất Q.

Thay $\Omega = 1$ tức $P = j$ vào (8.70) để xác định hệ số khuếch đại tại f_0.

$$K_d \Big|_{f = f_0} = \frac{A}{\beta} = K_{dch} \quad (8.71)$$

Độ rộng dải tần được tính ứng với tần số mà tại đó

$$|K_d| = \frac{K_{dch}}{\sqrt{2}} = \frac{A}{\sqrt{2}\,\beta} \quad (8.72)$$

Thay (8.72) vào (8.70) và giải ra, ta có

$$\Omega_{1,2} = \sqrt{\frac{2 + \beta^2}{2} \pm \frac{\beta}{2}\sqrt{4 + \beta^2}} \quad (8.73)$$

Phẩm chất của mạch được định nghĩa bởi (8.74)

$$Q = \frac{f_o}{B} = \frac{f_o}{f_2 - f_1} = \frac{1}{\Omega_2 - \Omega_1} \quad (8.74)$$

Thay (8.73) vào (8.74), ta nhận được

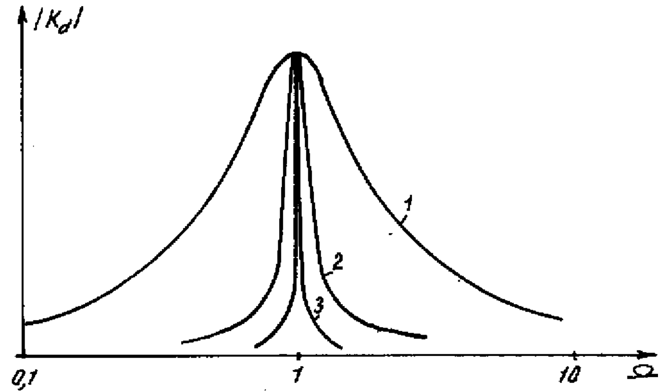
$$Q = \frac{1}{\beta} \quad (8.75)$$

Thay (8.71) và (8.75) vào (8.70) sẽ nhận được một dạng mới của (8.70):

$$K_d = \frac{\frac{K_{dch}}{Q} P}{1 + \frac{1}{Q} P + P^2} \quad (8.76)$$

Biểu thức (8.76) cho phép đọc trực tiếp các thông số cơ bản của một mạch lọc chọn lọc trên hàm phức của nó.

Từ (8.76) tìm được modyn của hàm truyền đạt phức:

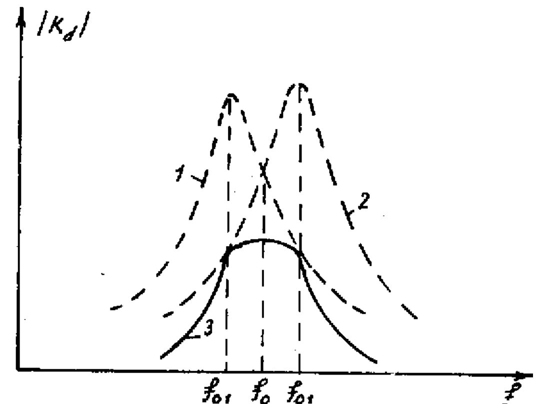


Hình 8.46. Đặc tính biên độ - tần số của mạch lọc chọn lọc với $Q_1 < Q_2 < Q_3$.

$$|K_d| = \frac{\frac{K_{dch}}{Q} \Omega}{\sqrt{1 + \Omega^2(\frac{1}{Q^2} - 2) + \Omega^4}} \quad (8.77)$$

Hệ số phẩm chất Q đặc trưng cho độ dốc của đặc tính tần số xung quanh điểm cộng hưởng. Hình 8.46 minh họa điều đó.

Cũng có trường hợp yêu cầu đặc tính tần số có độ dốc lớn, nhưng K_d=const xung quanh f_o. Muốn vậy mắc hai bộ lọc chọn lọc nối tiếp có tần số cộng hưởng f_{o1} và f_{o2} lệch nhau chút ít. Lúc đó sẽ nhận được đặc tính tần số như trên hình 8.47. Trường hợp này tần số giới hạn trên của bộ lọc thứ nhất trùng với tần số giới hạn dưới của bộ lọc thứ hai tại f_o. Đặc tính tần số mới (đường *3*) có dạng như mong muốn. Như vậy, về nguyên tắc, có thể thực hiện mạch lọc chọn lọc nhờ mắc nối tiếp các mạch lọc thông thấp và thông cao. Nhưng cách đó phức tạp, nên người ta đã xây dựng các mạch lọc chọn lọc bậc hai đặc biệt. Các loại sơ đồ cơ bản của nó được biểu diễn trên

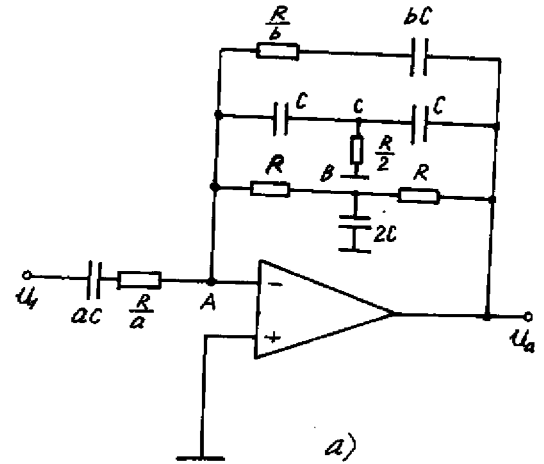


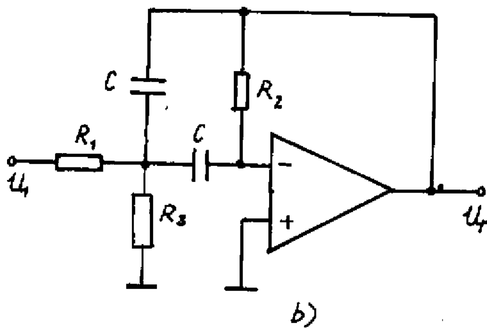
Hình 8.47. Đặc tính biên độ - tần số của mạch lọc thông dải được xây dựng bởi hai mạch lọc chọn lọc.

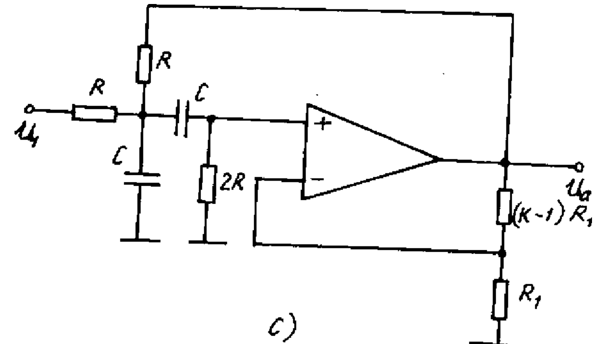
hình 8.48. Với mạch lọc như vậy có thể chọn các hệ số của biểu thức (8.76) một cách tuỳ ý và đạt được phẩm chất $Q = 100$ một cách dễ dàng.

Mạch lọc trên hình 4.48a có khâu ac và R/a tạo thành khâu lọc thông cao, và bc, R/b tạo thành khâu lọc thông thấp. Để cải thiện đặc tính chọn lọc mắc thêm một mạch lọc T kép trong vòng hồi tiếp. Lập phương trình dòng điện nút cho A, B, C tìm được hàm truyền đạt (8.78).

$$K_d = \frac{-2aP}{1 + 2bP + P^2}, \quad (8.78)$$







Hình 8.48. Sơ đồ mạch lọc chọn lọc :
a) hồi tiếp âm một vòng ; b) hồi tiếp âm nhiều vòng ; c) hồi tiếp dương một vòng.

trong đó, $$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \; ; \; P = j\frac{\omega}{\omega_o}$$

So sánh hệ số của (8.78) với (8.76), rút ra

$$Q = \frac{1}{2b} \text{ và } K_{dch} = \frac{a}{b}.$$

Vậy với mạch này có thể chọn tần số cộng hưởng f_o, hệ số phẩm chất Q và hệ số khuếch đại K_{dch} tùy ý, chúng không phụ thuộc lẫn nhau.

Mạch chọn lọc hồi tiếp âm nhiều vòng trên hình 8.48b có hàm truyền đạt:

$$K_d = \frac{-P\omega_o \dfrac{R_2R_3}{R_1 + R_3}C}{1 + 2P\omega_o \dfrac{R_1R_3}{R_1 + R_3}C + P^2\omega_o^2 \dfrac{R_1R_2R_3}{R_1 + R_3}C2} \quad (8.79)$$

So sánh với (8.76), rút ra:

$$\omega_o = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}} \tag{8.80}$$

$$Q = \frac{1}{2} \frac{1}{\omega_o C \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_3}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 R_3}} = \frac{1}{2} \omega_o R_2 C \tag{8.81}$$

$$K_{dch} = \frac{R_2}{2R_1} \tag{8.82}$$

Các tham số ω_o, Q và K_{dch} có thể chọn tùy ý. Từ (8.79) suy ra dải thông của mạch lọc:

$$B = \frac{f_o}{Q} = \frac{1}{\pi R_2 C} \tag{8.83}$$

Có thể thay đổi R_3 để chọn tần số cộng hưởng mà không làm thay đổi dải thông B và hệ số khuếch đại K_{dch}.

Biểu thức (8.84) biểu diễn hàm truyền đạt phức của bộ lọc hồi tiếp dương một vòng.

$$K_d = \frac{KRC\omega_o P}{1 + RC\omega_o(3 - K)P + R^2C^2\omega_o^2 P^2} \tag{8.84}$$

Từ (8.84) và (8.76) rút ra

$$Q = \frac{1}{3 - K} \quad ; \quad K_{dch} = \frac{K}{3 - K} = KQ$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} .$$

Ở đây Q và K_{dch} phụ thuộc lẫn nhau. Có thể thay đổi Q bằng cách thay đổi K mà không ảnh hưởng đến f_o.

Khi $K = 3$ thì $K_{dch} = \infty$ nghĩa là mạch có thể tự kích, do đó phải tránh trường hợp $K = 3$.

8.8.5. Mạch nén chọn lọc

Để nén một tần số nào đó, người ta dùng một bộ lọc có hệ số truyền đạt ở tần số cộng hưởng bằng không, còn ở tần số thấp và cao thì hệ số truyền đạt tăng lên đến một giá trị không đổi nào đó. Một mạch nén chọn lọc thụ động khá phổ biến là mạch T kép (hình 8.49a). Biểu thức (8.85) là hàm truyền đạt của nó.

$$K_T = \frac{1 - \Omega^2}{1 + 4j\Omega - \Omega^2} \tag{8.85}$$

$$\Omega = \omega RC$$

hoặc $$K_T = \frac{1 + P^2}{1 + 4P + P^2} \tag{8.86}$$

Biểu thức này tương đương với biểu thức (8.70), trong đó

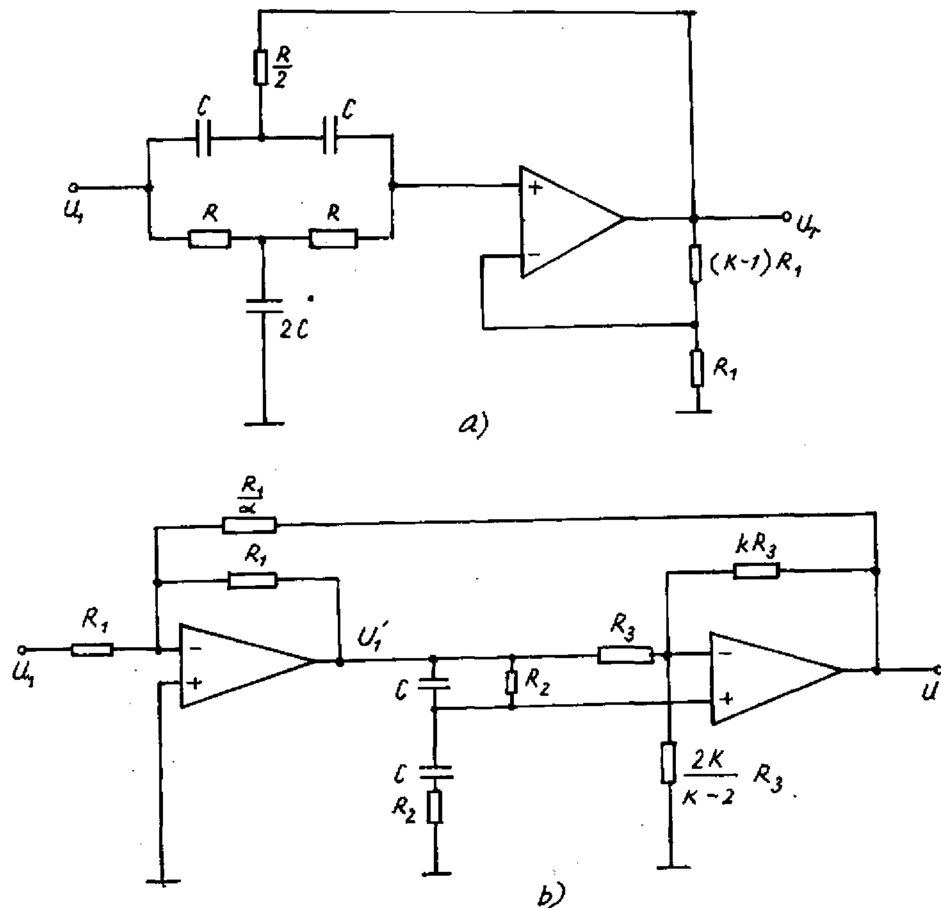
$$A = 1 \ , \quad \beta = 4.$$

Khi $f << f_o$ và $f >> f_o$ tức $P << j$ và $P >> j$ thì $K_T = K_{To} = A$, còn khi $f = f_o$ tức $P = j$ thì $K_T = 0$. Tương tự như đối với mạch lọc chọn lọc, ta tính được Ω_1 và Ω_2, do đó

$$Q = \frac{f_o}{B} = \frac{1}{\Omega_2 - \Omega_1} = \frac{1}{\beta} \tag{8.87}$$

Thay (8.87) vào (8.70) ta có biểu thức

$$K_T = \frac{K_{To}(1 + P^2)}{1 + \frac{1}{Q} P + P^2} \tag{8.88}$$



Hình 8.49. Sơ đồ mạch nén chọn lọc:
a) dùng mạch lọc *T* kép; b) dùng mạch cầu Viên.

So sánh với (8.86), rút ra

$$Q = \frac{1}{4}$$

Từ (8.88) tính ra modyn của K_T

$$K_T = \frac{K_{To}(1-\Omega^2)}{\sqrt{(1-\Omega^2)^2+\frac{\Omega^2}{Q^2}}} = \frac{K_{To}(1-\Omega^2)}{\sqrt{1+Q^2\left(\frac{1}{Q^2}-2\right)+\Omega^4}} \quad (8.89)$$

Trong phần trên ta đã tính được hệ số phẩm chất của mạch T kép $Q = \frac{1}{4}$. Có thể tăng Q bằng cách mắc mạch T kép vào mạch hồi tiếp của bộ khuếch đại thuật toán tạo thành mạch lọc tích cực như trên hình 8.49a.

Ở tần số cao và tần số thấp, tính chất truyền đạt của mạch T kép không có gì thay đổi, do đó điện áp ra

$$\overline{u}_r = K\overline{u}_1$$

Tại tần số cộng hưởng $\overline{u}_r = 0$, lúc này coi như một đầu của $R/2$ nối đất, do đó tần số cộng hưởng f_0 vẫn được xác định theo biểu thức (8.90).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (8.90)$$

Hàm truyền đạt phức của mạch điện trên hình 8.49a :

$$K_d = \frac{K(1+P^2)}{1+2(2-K)P+P^2} \quad (8.91)$$

Do đó $K_{d0} = K$

$$Q = \frac{1}{2(2-K)}$$

Khi $K = 1$ thì $Q = 0,6$

Khi $K = 2$ thì $q = \infty$.

Cũng giống mạch T kép, mạch cầu Viên có hệ số phẩm chất nhỏ. Do đó để tăng hệ số phẩm chất mắc mạch cầu Viên vào mạch hồi tiếp của bộ khuếch đại thuật toán để tạo thành mạch lọc tích cực như trên hình 8.49b.

Đầu ra của mạch cầu Viên nối với một mạch khuếch đại hiệu mà hàm truyền đạt của nó tính được theo biểu thức (8.92)

$$K'_d = \frac{\overline{u}_r}{\overline{u}'_1} + \frac{K}{2}\,\frac{1+P^2}{1+3P+P^2} \quad (8.92)$$

$f_o = \frac{1}{2\pi R_2 C}$, so sánh (8.92) với (8.88) ta rút ra $Q = \frac{1}{3}$. Để tăng đặc tính chọn lọc dùng thêm bộ khuếch đại đầu vào.

Ở ngoài tần số cộng hưởng

$$K'_d = \frac{K}{2} = \frac{\bar{u}_r}{\bar{u}_1}$$

Nếu K đủ lớn thì hệ số khuếch đại của toàn mạch

$$K_d = -\frac{\bar{u}_a}{\bar{u}_1} = \frac{1}{\alpha},$$

vì $\bar{u}'_1 = -\bar{u}_1$

Tại $f = f_o$, do tác dụng của cầu Viên nên $\bar{u}_r = 0$ và không phụ thuộc K cũng như không phụ thuộc vào biên độ của $\bar{u}_1$. Ở đây ta không thể áp dụng biểu thức gần đúng $K_d = K = \frac{R_N}{R_1}$ cho cả dải tần, vì K thay đổi theo tần số. Ta áp dụng biểu thức (8.6) đã xét, suy ra

$$K_d = -\frac{\bar{u}_r}{\bar{u}_1} = \frac{K'_d}{1 + \alpha K'_d} \tag{8.93}$$

Thay (8.92) vào (8.93), sẽ nhận được biểu thức (8.94).

$$K_d = \frac{\frac{K}{2+\alpha K}(1 + P^2)}{1 + \frac{6}{2+\alpha K} P + P^2} \tag{8.94}$$

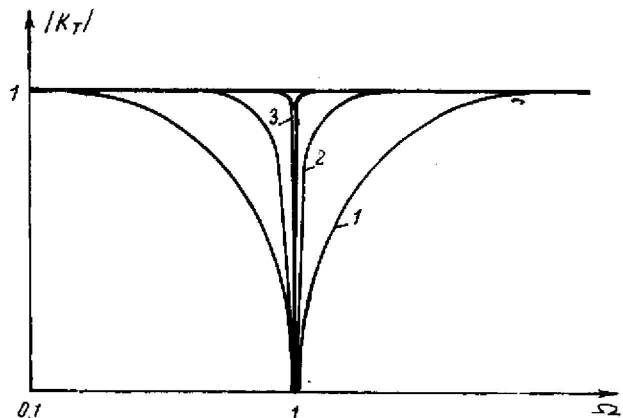
So sánh hệ số của (8.94) với (8.88) để rút ra

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

$$K_{To} = \frac{K}{2 + \alpha K}$$

$$Q = \frac{2 + \alpha K}{6}$$

Trên hình (8.50) là các đặc tuyến để minh họa tính chất nén của mạch nén chọn lọc với hệ số phẩm chất khác nhau.



Hình 8.50. Đặc tính biên độ - tần số của mạch nén chọn lọc với các mức nén khác nhau: $Q_3 > Q_2 > Q_1$.

CHƯƠNG 9
CÁC MẠCH KHUẾCH ĐẠI VÀ TẠO HÀM PHI TUYẾN DÙNG KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN

9.1. Khái niệm

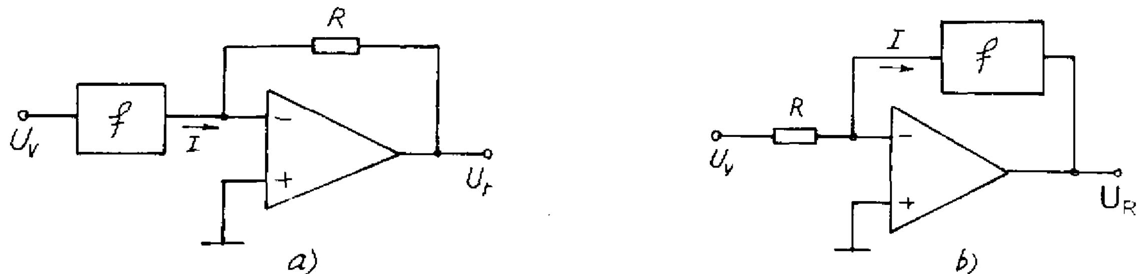
Các mạch khuếch đại và tạo hàm phi tuyến dùng khuếch đại thuật toán là các mạch có trong vòng hồi tiếp các linh kiện thụ động hoặc tích cực có hàm truyền đạt phi tuyến.

Tùy thuộc vào đặc tính truyền đạt của mạch phi tuyến, chúng được phân thành hai loại: các mạch phi tuyến liên tục và các mạch phi tuyến không liên tục. Các mạch phi tuyến liên tục là các mạch có hàm truyền đạt phi tuyến trơn và tồn tại đạo hàm tại mọi điểm trong khu vực làm việc. Các mạch phi tuyến không liên tục là các mạch mà hàm truyền đạt của chúng có chứa ít nhất một điểm gián đoạn.

Về mặt kỹ thuật, để tạo hàm phi tuyến có thể dựa vào một trong các nguyên tắc sau đây :

- Lợi dụng quan hệ phi tuyến Volt-Amper của mặt ghép *pn* của điot hoặc tranzistor khi phân cực thuận (mạch khuếch đại loga).
- Lợi dụng quan hệ phi tuyến giữa độ dốc của đặc tuyến tranzistor lưỡng cực và dòng emito (mạch nhân tương tự).
- Làm gần đúng đặc tuyến phi tuyến bằng những đoạn thẳng gấp khúc (các mạch tạo hàm dùng điot).
- Thay đổi cực tính của điện áp đặt vào phần tử tích cực làm cho dòng điện ra thay đổi (khóa điot, khóa tranzistor).

Với một phần tử phi tuyến có hàm truyền đạt $y = f(x)$ có thể tạo được hàm ngược $x = f^{-1}(y)$ của nó bằng cách thay đổi vị trí của nó trong mạch hồi tiếp. Ví dụ trên hình 9.1 chỉ rõ điều đó.



Hình 9.1. Minh họa nguyên tắc tạo hàm phi tuyến và hàm ngược.

Trên hình 9.1a, phần tử phi tuyến có hàm truyền đạt *f*, được mắc ở nhánh vào của mạch hồi tiếp. Theo quan hệ của phần tử phi tuyến đó, ta viết được :

$$I = f(U_v)$$

và theo các quan hệ trong bộ khuếch đại thuật toán ta có :

$$U_r = -RI = -Rf(U_v).$$

Vậy giữa U_r và U_v có quan hệ phụ thuộc phi tuyến f.

Để thay đổi vị trí, mắc phần tử phi tuyến vào nhánh ra của mạch hồi tiếp (hình 9.1b). Lúc đó có quan hệ :

$$I = f(-U_r) = \frac{U_v}{R}$$

Do đó $$U_r = f^{-1}(-I) = f^{-1}(-U_v/R)$$

Giữa U_r và U_v có quan hệ phi tuyến ngược f^{-1}.

Cũng giống như khi phân tích các mạch điện trong chương 8, sau đây khi phân tích phi tuyến ta lại giả thiết bộ khuếch đại thuật toán là lý tưởng, nghĩa là có thể áp dụng các quan hệ : $U_d = 0$; $I_P = I_N = 0$ mà sai số phạm phải có thể bỏ qua được.

9.2. Các mạch khuếch đại và tính toán phi tuyến liên tục

9.2.1. Mạch khuếch đại loga

Để tạo mạch khuếch đại loga, mắc điot hoặc tranzistor vào mạch hồi tiếp của bộ khuếch đại thuật toán (hình 9.2). Mạch điện dùng điot (hình 9.2a) có thể làm việc tốt với dòng vào nằm trong khoảng nA đến mA. Nếu dùng tranzistor thay cho điot thì có thể làm việc với dòng vào cỡ pA đến mA (hình 9.2b).

Giữa dòng chạy qua điot và điện áp đặt lên điot có quan hệ :

$$I_D = I_0 \exp(U_D/U_T), \qquad (9.1)$$

trong đó,

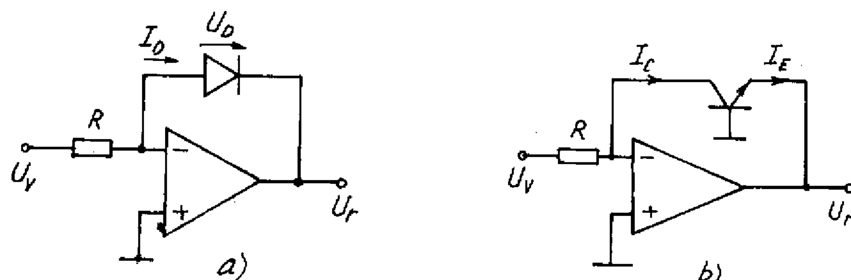
I_D, U_D – lần lượt là dòng qua điot và điện áp đặt lên điot ;

I_0 – dòng ban đầu, có trị số bằng dòng qua điot ứng với điện áp ngược cho phép;

U_T – điện áp nhiệt, ở nhiệt độ bình thường $U_T = 26$ mV.

Từ biểu thức (9.1) và sơ đồ (9.2a) suy ra :

$$U_r \approx -U_D = -U_T \ln \frac{I_D}{I_0} = -U_T \ln \frac{U_v}{RI_0} \qquad (9.2)$$



Hình 9.2. Sơ đồ mạch khuếch đại loga :
a) dùng điôt ; b) dùng tranzistor.

Trong mạch điện hình 9.2b dùng quan hệ loga giữa dòng colecto và điện áp bazo - emito của một tranzistor lưỡng cực để tạo hàm loga. Mạch chỉ làm việc với điện áp vào dương. Khi điện áp vào âm, tranzistor ngắt và mạch hồi tiếp không còn tác dụng nữa. Để đổi dấu điện áp vào có thể dùng loại tranzistor *pnp* thay cho loại *npn* trên hình 9.2b.

Ta biết rằng dòng colecto của tranzistor phụ thuộc vào điện áp bazo-emito theo quan hệ (9.3)

$$I_C = A_N I_E = A_N I_{Ebh} (e^{U_{BE} / U_T} - 1), \text{ (xem tiết 1.2)} \quad (9.3a)$$

với A_N là hệ số khuếch đại dòng điện khi mắc bazo chung; I_{Ebh} là dòng emito ở trạng thái bão hòa.

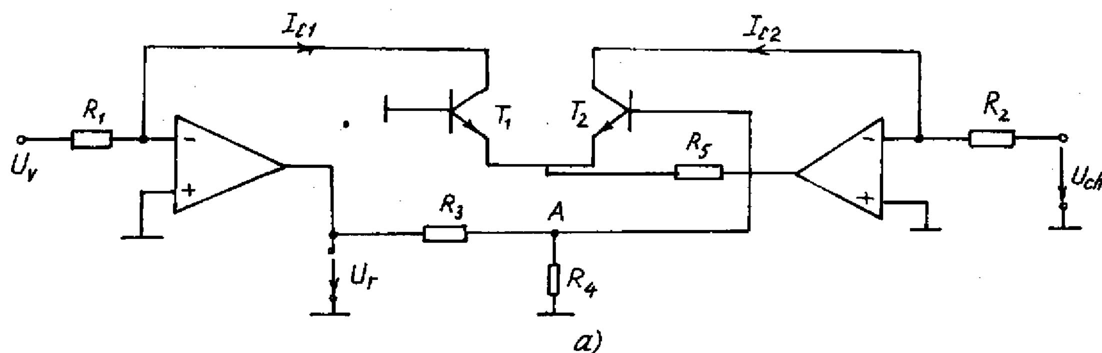
Khi $e^{U_{BE} / U_T} >> 1$ ta có

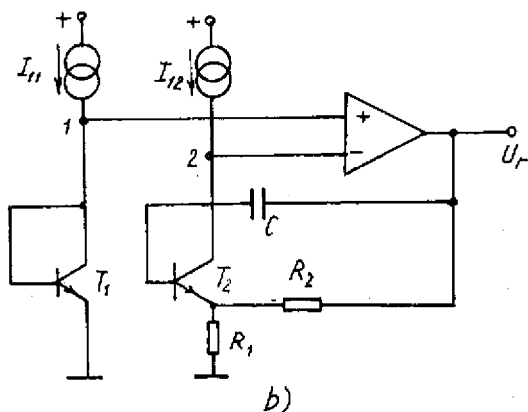
$$I_C = A_N I_{Ebh} (e^{U_{BE} / U_T}) \quad (9.3b)$$

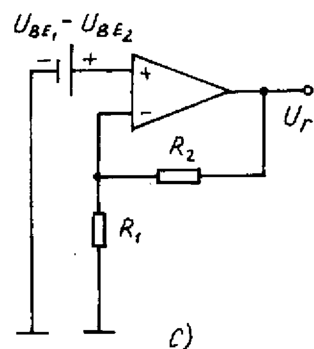
Với $U_r = - U_{BE}$ ta viết được :

$$I_C \approx A_N I_{Ebh} . e^{U_r / U_T} \text{ hay .}$$

$$U_r \approx - U_T \ln \frac{I_c}{A_N I_{Ebh}} = - U_T \ln \frac{U_v}{A_N I_{Ebh} R} \quad (9.4)$$







Hình 9.3 a) và b) các mạch khuếch đại loga có bù nhiệt;
c) Sơ đồ tương đương của *b* (khi bỏ qua ảnh hưởng của điện áp đồng pha).

Dòng bão hòa emito I_{Ebh} và điện áp nhiệt U_T phụ thuộc nhiệt độ. Do đó muốn mạch làm việc chính xác, cần phải thực hiện các biện pháp bù nhiệt.

Hình 9.3 biểu diễn một số sơ đồ khuếch đại loga có bù nhiệt. Để tính quan hệ điện áp ra theo điện áp vào của sơ đồ 9.3a ta dùng các quan hệ sau:

$$U_A - U_{BE2} + U_{BE1} = 0$$

$$I_{C1} = A_{N1} I_{Ebh} e^{U_{BE1}/U_T}$$

$$I_{C2} = A_{N2} I_{Ebh2} e^{U_{BE2}/U_T}$$

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{A_{N1}\ I_{Ebh1}}{A_{N2}\ I_{Ebh2}}\ e^{(U_{BE1}-U_{BE2})/U_T}$$

$$\frac{U_v R_2}{U_{ch} R_1} = \frac{A_{N1}\ I_{Ebh1}}{A_{N2}\ I_{Ebh2}}\ e^{-U_A/U_T} \qquad (9.5)$$

Vì $U_A = U_r \dfrac{R_4}{R_3+R_4}$ và giả thiết $I_{Ebh1} = I_{Ebh2}$; $A_{N1} = A_{N2}$, nên từ (9.5) suy ra:

$$U_r = -\ U_T\ \left(\frac{R_3 + R_4}{R_4}\right) \ln\left(\frac{U_v}{U_{ch}} \cdot \frac{R_2}{R_1}\right) \qquad (9.6)$$

Để mạch làm việc tốt, điện áp chuẩn phải ổn định.

Mạch điện hình 9.3b có tín hiệu vào là các dòng điện I_{11} và I_{12}. Nhìn từ hai cửa vào của bộ khuếch đại thuật toán ta thấy I_1 và I_2 mắc nối tiếp với nhau theo chiều ngược nhau. Nếu dòng qua T_2 là I_2 nhỏ sao sụt áp của nó trên R_1 không đáng kể thì có thể vẽ được sơ đồ tương đương hình 9.3c. Theo sơ đồ đó, điện áp đặt vào cửa thuận

$$U_P = U_{BE1} - U_{BE2}$$

và điện áp đặt vào cửa đảo

$$U_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_r$$

Do đó điện áp ra

$$U_r = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(U_{BE1} - U_{BE2})$$

Thay (9.3b) vào và giả thiết $A_N \approx 1$, ta có :

$$U_r = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_T \left(\ln \frac{I_{11}}{I_{Ebh1}} - \ln \frac{I_{12}}{I_{Ebh2}}\right) \qquad (9.7)$$

Nếu các tranzistor T_1 và T_2 có tham số giống nhau, nghĩa là $I_{Ebh1} = I_{Ebh2}$ và có cùng nhiệt độ thì (9.7) được viết gọn hơn theo (9.8).

$$U_r = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_T \ln \frac{I_{11}}{I_{12}} \qquad (9.8)$$

Giữa điện áp ra U_r và dòng điện vào I_{11} có quan hệ loga. I_{12} ở đây đóng vai trò như một dòng điện chuẩn và có trị số cố định.

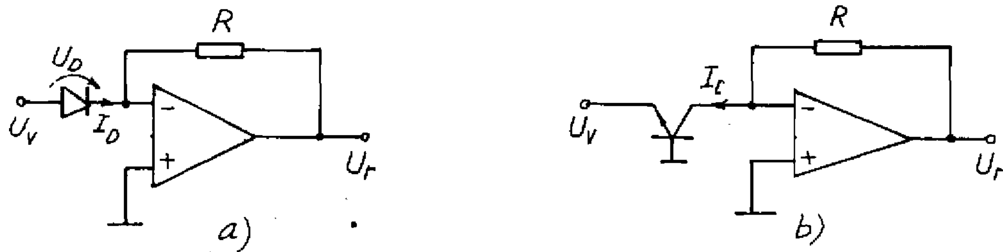
Quan sát các biểu thức (9.7) và (9.8) nhận thấy rằng : bằng cách xây dựng mạch điện mà trong đó tín hiệu ra phụ thuộc vào hiệu của 2 loga chứa tín hiệu vào, người ta đã loại trừ được ảnh hưởng của nhiệt độ đến dòng bão hòa èmito.

Ngoài ra có thể loại trừ được ảnh hưởng của nhiệt độ đến U_T bằng cách thay R_4 trong sơ đồ 9.3a và R_1 trong sơ đồ 9.3b bởi những điện trở nhiệt có cùng nhiệt độ với T_1 và T_2 và có cùng hệ số nhiệt với U_T (- 0,33%/C^o), vì có thể coi U_T phụ thuộc tuyến tính vào nhiệt độ.

Sơ đồ 9.3b chỉ có thể làm việc được với dòng vào là dòng của một nguồn tín hiệu có trở kháng trong rất lớn (nguồn dòng).

9.2.2. Mạch khuếch đại đối loga

Như đã trình bày trong mục 9.1, để tạo hàm đối loga, người ta mắc phần tử phi tuyến (điot, tranzistor) vào nhánh vào của bộ khuếch đại thuật toán. Mạch nguyên lý của nó được biểu diễn trên hình 9.4.



Hình 9.4 Mạch khuếch đại đối loga :
a) dùng điot; b) dùng tranzistor.

Áp dụng biểu thức (9.1) đối với dòng chạy qua điot trên hình 9.4a, ta có :

$$U_r = -I_D R = -RI_o e^{U_D/U_T}$$

Vì $U_D = U_v$, nên

$$U_r = -RI_o e^{U_v/U_T} \qquad (9.9)$$

Đối với sơ đồ hình 9.4b, khi đặt lên đầu vào một điện áp âm, sẽ có dòng colecto I_C chạy qua tranzistor. Theo (9.3b)

$$I_C = A_N I_{Ebh} e^{U_{BE}/U_T} = A_N I_{Ebh} e^{-U_v/U_T}$$

Do đó điện áp ra :

$$U_r = I_C R = RA_N I_{Ebh} e^{-U_v/U_T} \qquad (9.10)$$

Để ổn định nhiệt có thể dùng mạch khuếch đại đối loga trên hình 9.5.

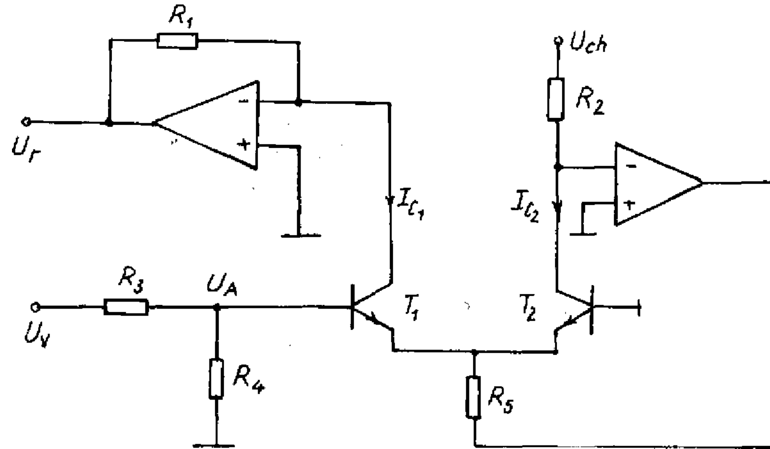
Theo biểu thức (9.3b) ta viết được:

$$I_{C1} = \frac{U_r}{R_1} = A_{N1} I_{Ebh1} e^{U_{BE1}/U_T}$$

$$I_{C2} = \frac{U_{ch}}{R_2} = A_{N2}\, I_{Ebh2}\, e^{U_{BE2}/U_T}$$

Nếu hai tranzistor T_1 và T_2 có tham số giống nhau thì tỷ số

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{U_r\, R_2}{U_{ch}\, R_1} = e^{(U_{BE1} - U_{BE2})/U_T} \tag{9.11}$$



Hình 9.5. Mạch khuếch đại đối loga có bù nhiệt.

Theo sơ đồ 9.5

$$U_A - U_{BE1} + U_{BE2} = 0 \qquad \text{và}$$

$$U_A = U_v \frac{R_4}{R_3 + R_4},$$

thay các quan hệ này vào (9.11) và biến đổi sẽ có biểu thức biểu diễn quan hệ điện áp ra theo điện áp vào (9.12).

$$U_r = \frac{R_1\, U_{ch}}{R_2}\, e^{\frac{R_4}{R_3+R_4}\frac{U_v}{U_T}} \tag{9.12}$$

Biểu thức (9.12) không chứa dòng bão hòa I_{Ebh}, nghĩa là mạch điện hình 9.5 đã loại trừ được ảnh hưởng của nhiệt độ thông qua dòng bão hòa emito. R_5 có tác dụng hạn chế dòng của T_1 và T_2.

Cũng có thể dùng mạch khuếch đại đối loga để thực hiện các phép tính

$$y_1 = b^{ax} \qquad \text{hoặc} \qquad y_2 = x^a,$$

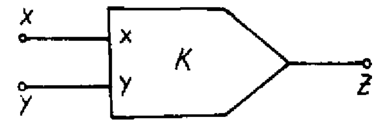
chỉ cần viết lại y_1, y_2 dưới dạng :

$$y_1 = (e^{\ln b})^{ax} = e^{ax \ln b} \qquad \text{và}$$

$$y_2 = e^{a \ln x} \qquad \text{với } x > 0 .$$

9.2.3. Mạch nhân tương tự và mạch lũy thừa bậc 2

Mạch nhân tương tự có sơ đồ quy ước trên hình 9.6, đó là một mạng bốn cực có hai đầu vào và có một đầu ra. Tín hiệu trên đầu ra của nó tỷ lệ với tích các tín hiệu đặt trên hai đầu vào,



$$Z = K.X.Y \qquad (9.13)$$

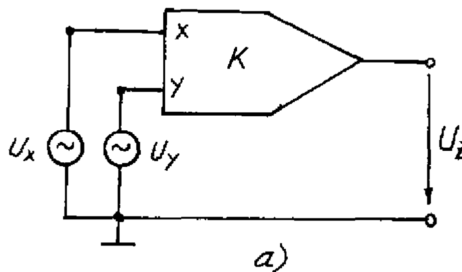
trong đó, X, Y - các tín hiệu vào;

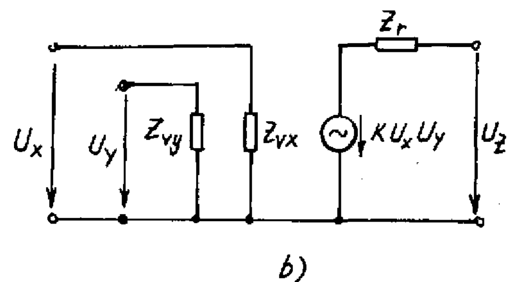
Z - tín hiệu ra;

Hình 9.6. Sơ đồ quy ước mạch nhân tương tự.

K - hệ số tỷ lệ, còn gọi là hệ số truyền đạt của mạch nhân, K được xác định ứng với một điện áp chuẩn nào đó.

Trên hình 9.7 là sơ đồ mạch nhân điện áp và mạch tương đương của nó.





Hình 9.7. Mạch nhân điện áp và sơ đồ tương đương.

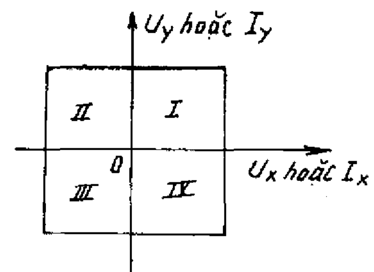
Bộ nhân lý tưởng có trở kháng vào hai cửa Z_{vx}, Z_{vy} = ∞ và trở kháng ra Z_r = 0. Hệ số truyền đạt của mạch nhân lý tưởng không phụ thuộc tần số cũng như không phụ thuộc vào trị số các điện áp vào U_x, U_y, nghĩa là K là hằng số.

Điện áp ra của bộ nhân lý tưởng bằng không khi một trong hai điện áp vào bằng không, nghĩa là bộ nhân lý tưởng không có tạp âm nội bộ và các tham số của nó không chịu ảnh hưởng của nhiệt độ.

Trong bộ nhân thực, điện áp lệch không và tạp âm của bộ nhân khác không, vì vậy để giảm nhỏ sai số, người ta chọn điện áp chuẩn ứng với hệ số truyền đạt K tương đối lớn, khoảng $(1 \div 10)V$.

Các bộ nhân thường được phân loại theo miền làm việc của nó trong hệ tọa độ đề các (hình 9.8). Theo cách phân loại này, có các bộ nhân sau đây :

- Bộ nhân làm việc trong cả bốn góc tư của hệ tọa độ, tức cả hai tín hiệu vào đều có thể lấy giá trị âm hoặc dương.
- Bộ nhân làm việc trong hai góc tư là bộ nhân mà một trong hai tín hiệu vào có thể lấy giá trị âm hoặc dương, tín hiệu còn lại là tín hiệu có một cực tính.
- Cuối cùng là bộ nhân làm việc trong một góc tư, các tín hiệu vào chỉ có thể nhận một cực tính hoặc âm hoặc dương.



Hình 9.8. Minh họa cách phân loại các mạch chia, nhân.

Dương nhiên có thể biến đổi các bộ nhân mà tín hiệu vào chỉ cho phép nhận các giá trị

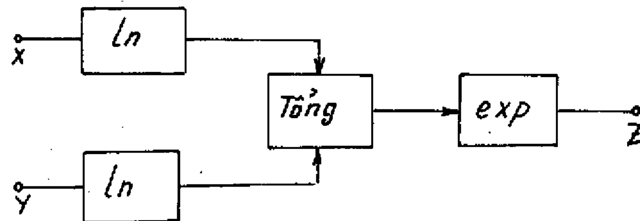
có một cực tính (bộ nhân một góc tư, hai góc tư) thành bộ nhân làm việc trong cả bốn góc tư bằng một số biện pháp kỹ thuật nào đó. Ví dụ dịch chuyển điểm "không" của tín hiệu vào và tín hiệu ra, thực chất là tạo điện áp hoặc dòng lệch không nhân tạo hoặc đặt thêm trước mạch nhân một mạch tạo giá trị tuyệt đối, một mạch xác định cực tính của tín hiệu vào và một mạch đổi dấu tín hiệu ra tương thích với dấu của tín hiệu vào.

1. Các phương pháp thực hiện mạch nhân và sơ đồ

Thường các mạch nhân được thực hiện theo phương pháp phân chia thời gian hoặc dùng các mạch khuếch đại loga và đối loga hoặc bằng cách thay đổi hỗ dẫn trong của tranzistor. Phương pháp phân chia thời gian được mô tả trong tài liệu [2] có mạch điện phức tạp và phải dùng các chuyển mạch điện tử, nên có hạn chế về tốc độ. Ở đây ta chỉ lưu ý xét hai phương pháp sau mà chủ yếu là phương pháp thứ 3, vì loại này dễ thực hiện dưới dạng vi mạch.

a)Mạch nhân được thực hiện bởi các mạch khuếch đại loga và đối loga. Sơ đồ khối của nó được biểu diễn trên hình 9.9.

Gọi $X = k_x U_x$, $Y = k_y U_y$ và $Z = k_z U_z$, trong đó k_x, k_y, k_z lần lượt là hệ số tỷ lệ của các điện áp vào U_x, U_y và điện áp ra U_z. Mạch nhân hình 9.9 thực hiện phép tính



Hình 9.9. Sơ đồ khối mạch nhân dùng mạch khuếch đại loga và đối loga .

$$U_z = \exp(\ln U_x + \ln U_y) \quad \text{tức}$$

$$Z/k_z = \exp(\ln \frac{X}{k_x} + \ln \frac{Y}{k_y}) = \exp(\ln \frac{XY}{k_x k_y}) \text{ , suy ra}$$

$$Z = \frac{k_z}{k_x\, k_y} XY \qquad (9.14)$$

Các mạch khuếch đại loga và đối loga được xét đến trong tiết 9.2.1 và 9.2.2, còn mạch tổng có thể thực hiện được nhờ một mạch khuếch đại thuật toán.

Mạch nhân loại này có sai số khoảng 0,25% đến 1% so với giá trị cực đại của tín hiệu vào. Mạch chỉ làm việc được với các tín hiệu vào U_x, $U_y > 0$.

Vi mạch nhân *4200* được chế tạo theo nguyên tắc này.

b) Mạch nhân làm việc theo nguyên tắc biến đổi hỗ dẫn trong của tranzistor. Biết rằng hỗ dẫn của đặc tuyến tranzistor lưỡng cực tỷ lệ với dòng colecto của nó theo biểu thức (9.15).

$$S = \frac{dI_C}{dU_{BE}} = I_C/U_T \qquad (9.15)$$

Quan hệ này là tuyến tính, nếu dòng colecto không qúa lớn ($I_C < 0{,}1$mA).

Có thể lợi dụng quan hệ đó để thực hiện mạch nhân. Nguyên tắc làm việc của các mạch nhân đó như sau: một trong hai tín hiệu vào (ví dụ X) được đưa đến đầu vào của mạch khuếch đại vi sai, đầu ra bộ khuếch đại vi sai nhận được tín hiệu:

$$Z = K_k X \tag{9.16}$$

Với K_k là hệ số khuếch đại của mạch khuếch đại vi sai.

Tín hiệu vào thứ hai (Y) được đưa đến điều khiển dòng điện tĩnh trên colecto của tranzistor (khuếch đại vi sai), dòng colecto biến đổi làm cho hỗ dẫn của tranzistor thay đổi do đó mà hệ số khuếch đại K biến đổi theo. Vậy tín hiệu ra:

$$Z = K_k X = K.\,Y.\,X\ , \tag{9.17}$$

trong đó, K là hằng số , chính là hệ số truyền đạt của bộ nhân.

Kết qủa là tín hiệu ra là tích các tín hiệu vào.

Hình 9.10 là một ví dụ mạch điện bộ nhân đã được bù nhiệt. Mạch có ba đầu vào *1*, *2*, *3* và hai đầu ra *4*, *5*. Các đầu vào *1* và *2* có tín hiệu vào

$\Delta I_x = I_{x1} - I_{x2}$, tương ứng với tín hiệu vào X.

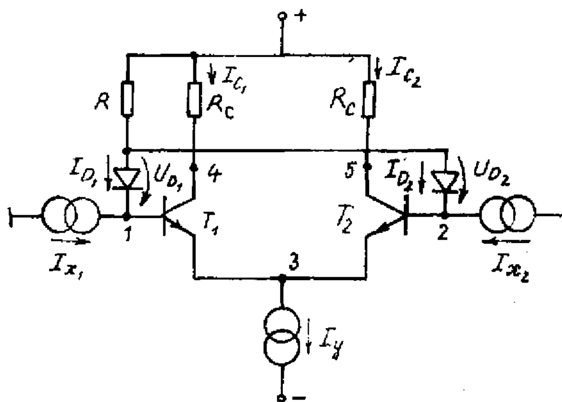
Đầu vào *3* là đầu vào không đối xứng với tín hiệu vào I_Y, tương ứng với tín hiệu vào Y.

Trên hai đầu ra *4* và *5* lấy hiệu các dòng điện colecto $\Delta I_C = I_{C1} - I_{C2}$, tương ứng với tín hiệu ra Z.

Mạch này khuếch đại tín hiệu ΔI_x với hệ số khuếch đại K_k mà K_k lại được điều khiển bởi tín hiệu vào I_Y sao cho tín hiệu ra

$$\Delta I_C = K_k\, \Delta I_x = K I_y\, \Delta I_x$$

Trong mạch điện, điot D_1 và D_2 có tác dụng bù nhiệt. Nếu giả thiết D_1, D_2 và T_1, T_2 có dòng bão hòa như nhau và có hệ số nhiệt như nhau, đồng thời dòng bazo của các tranzistor T_1 và T_2 rất nhỏ có thể bỏ qua được sao cho $I_{D1} \approx - I_{x1}$ và $I_{D2} \approx - I_{x2}$ thì ta có thể tính toán quan hệ giữa các dòng điện ra và dòng vào như sau:



Hình 9.10. Ví dụ về mạch điện bộ nhân tương tự.

$$U_{D1} = U_T \ln \frac{I_{D1}}{I_o}$$

$$U_{D2} = U_T \ln \frac{I_{D2}}{I_o}$$

Giả thiết $A_N = 1$, ta có:

$$U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{Ebh}}$$

$$U_{BE2} = U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{Ebh}}$$

Lập hiệu các điện áp đó:

$$U_{D1} - U_{D2} = U_T \ln \frac{I_{D1}}{I_{D2}} = U_T \ln \frac{I_{x1}}{I_{x2}} \tag{9.18}$$

$$U_{BE1} - U_{BE2} = U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (9.19)$$

Ngoài ra, vì

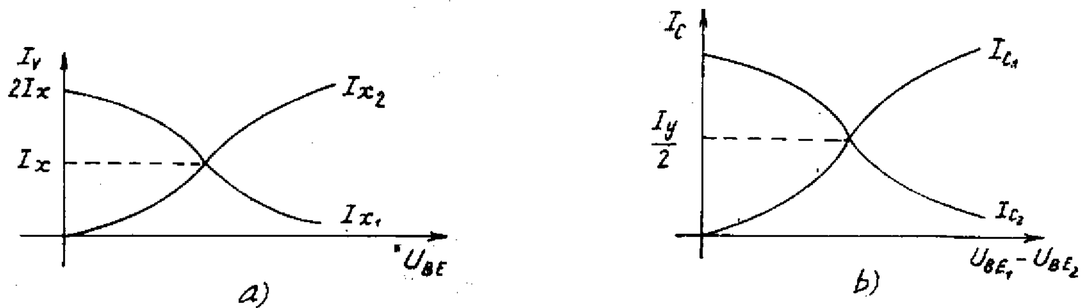
$U_{D1} + U_{BE1} = U_{D2} + U_{BE2}$ hoặc

$U_{D1} - U_{D2} = U_{BE1} - U_{BE2}$, nên thay (9.18) và (9.19) vào ta có:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{I_{x2}}{I_{x1}} \quad (9.20)$$

Trong biểu thức biểu diễn quan hệ giữa dòng điện ra và dòng điện vào trên đây không có các thông số liên quan đến nhiệt độ (U_T), nghĩa là mạch đã được bù nhiệt nhờ các điot. Nguyên lý làm việc của mạch như sau: khi không có tín hiệu vào *X* ($\Delta I_x = 0$), thì trên các đầu vào *1* và *2* có dòng vào tĩnh

$I_x = I_{x1} = I_{x2}$ (hình 9.11a)



Hình 9.11. Minh họa nguyên lý làm việc của mạch khuếch đại vi sai dùng làm mạch nhân tương tự.

Khi mạch nhân làm việc thì hiệu các dòng điện vào ΔI_x có thể lấy các giá trị âm hoặc dương tùy ý và có thể dao động trong khu vực

$$-I_x < \frac{\Delta I_x}{2} < I_x$$

Nói cách khác, theo tính chất của bộ khuếch đại vi sai khi dòng vào một cửa tăng thì dòng vào cửa còn lại giảm một lượng tương ứng, sao cho hiệu của chúng có trị tuyệt đối

$$|\Delta I_x| \leq 2I_x$$

Tương ứng, dòng điện ra biến thiên trong phạm vi

$$\frac{-I_y}{2} < \frac{\Delta I_c}{2} < \frac{I_y}{2} \quad \text{(xem hình 9.11b)}$$

Nghĩa là dòng điện ra trên hai colecto cũng biến thiên ngược pha. Khi không có tín hiệu vào, dòng chạy qua colecto của mỗi tranzistor là $\frac{I_y}{2}$ (giả thiết $A_N = 1$) với I_y luôn luôn dương. Do đó

$$I_{C1} = \frac{1}{2}(I_y + \Delta I_C),$$

$$I_{C2} = \frac{1}{2}(I_y - \Delta I_C)$$

và
$$I_{x2} = I_x - \frac{\Delta I_x}{2}$$

$$I_{x1} = I_x + \frac{\Delta I_x}{2}$$

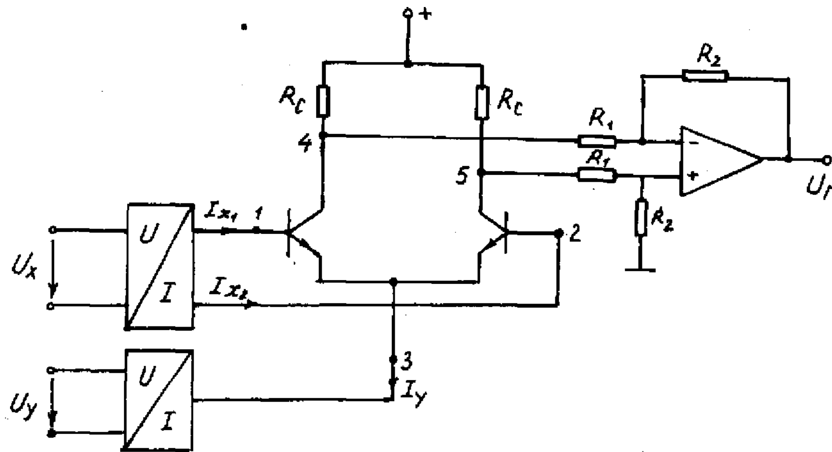
Thay các quan hệ này vào biểu thức (9.20) ta có:

$$\frac{I_y + \Delta I_C}{I_y - \Delta I_C} = \frac{2I_x - \Delta I_x}{2I_x + \Delta I_x}$$

Giải ra theo ΔI_C:

$$\Delta I_C = \frac{-I_y}{2} \cdot \frac{\Delta I_x}{I_x} \qquad (9.21)$$

Theo 9.21, tín hiệu ra tỷ lệ với tích các tín hiệu vào và tỷ lệ nghịch với dòng vào tĩnh I_x. Đây là bộ nhân làm việc trong hai góc tư của hệ tọa độ, vì ΔI_x có thể lấy dấu tùy ý, nhưng I_Y chỉ được phép nhận giá trị dương.



Hình 9.12. Mạch điện bộ nhân áp tương tự.

Có thể chuyển mạch điện nhân dòng hình 9.10 thành mạch điện nhân áp hình 9.12, bằng cách mắc thêm ở đầu vào sơ đồ 9.10 một mạch biến đổi điện áp - dòng điện và ở đầu ra một mạch biến đổi dòng điện - điện áp.

Mạch biến đổi áp - dòng trên hình 9.13 có phương trình biến đổi:

$$U_x = U_T \ln\left(\frac{I_{x1}}{I_{x2}}\right) + R_E(I_{x1} - I_{x2})$$

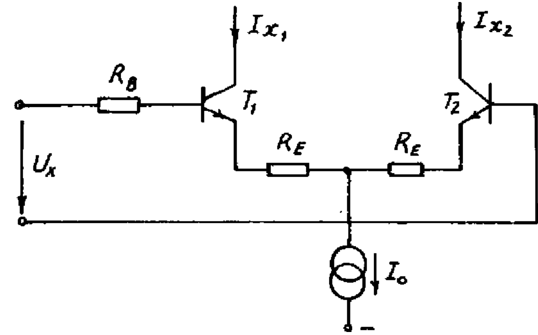
hoặc

$$\frac{U_x}{U_T} = \ln\left(\frac{1+\frac{\Delta I_x}{I_o}}{1-\frac{\Delta I_x}{I_o}}\right) + \frac{R_E I_o}{U_T}\ \frac{\Delta I_x}{I_o} \qquad (9.22)$$

Quan hệ (9.22) được biểu diễn trên hình 9.14. Độ méo phi tuyến càng nhỏ khi R_E càng lớn. Với R_E lớn và $\Delta I_x < I_o$ có thể coi bộ biến đổi này là tuyến tính. Lúc đó biểu thức 9.22 được chuyển thành biểu thức gần đúng (9.23)

$$\frac{\Delta I_x}{I_o} \approx \frac{U_x}{R_E I_o} \qquad (9.23)$$

Mạch biến đổi dòng điện - điện áp ở đầu ra sơ đồ 9.12 có phương trình biến đổi.



Hình 9.13. Mạch điện bộ biến đổi điện áp - dòng điện.

$$U_r = \frac{R_2}{R_1}\ (I_{C2}R_C - I_{C1}R_C) = \frac{R_2}{R_1}\ R_C \Delta I_C \qquad (9.24)$$

2. Mạch lũy thừa bậc 2

Đấu hai đầu vào của mạch nhân với nhau (hình 9.15) sẽ có mạch lũy thừa bậc 2. Lúc này $U_x = U_y$, nên

$$U_z = K.U_x^2 \qquad (9.24)$$

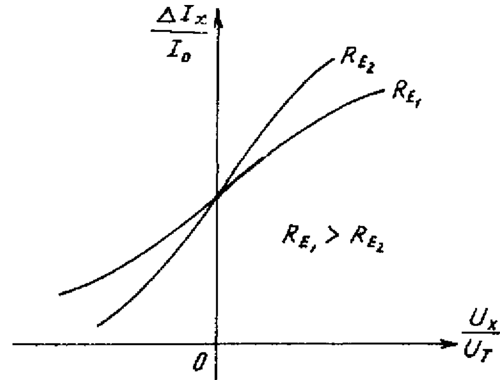
Giả sử điện áp vào có dạng sin

$U_x = U\cos\omega t$,

điện áp ra:

$$U_r = (U\cos\omega t)^2 = \frac{U^2}{2}\ (1+\cos 2\omega t) \qquad (9.25)$$

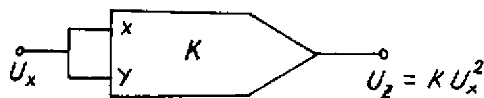
Theo (9.25) có thể dùng mạch lũy thừa bậc 2 để nhân tần số.



Hình 9.14. Quan hệ biến đổi của bộ biến đổi điện áp - dòng điện.

9.2.4. Mạch chia và mạch khai căn

Đối với mạch chia, người ta cũng phân biệt các loại mạch chia làm việc trong một góc tư, trong hai góc tư và trong bốn góc tư của hệ tọa độ đềcác giống như các mạch nhân. Khi tử số và mẫu số đều là tín hiệu



Hình 9.15. Sơ đồ quy ước mạch lũy thừa bậc 2.

đơn cực thì ta có mạch chia làm việc trong một góc tư. Thường mẫu số là một tín hiệu đơn cực, vì khi tín hiệu đổi dấu qua điểm không thì tín hiệu ra, về lý thuyết lớn vô cùng. Do mạch không lý tưởng, nên thực tế có $U_r \neq \infty$, nghĩa là tại điểm này mạch có sai số lớn.

Xét về nguyên tắc làm việc, có thể phân biệt các loại mạch chia sau đây :

- mạch chia theo nguyên tắc nhân đảo ;
- mạch chia có hỗ dẫn biến đổi;
- mạch chia dùng mạch loga và đối loga.

1. Mạch chia theo nguyên tắc nhân đảo

Mạch chia loại này được thực hiện bằng cách mắc trong mạch hồi tiếp của bộ khuếch đại thuật toán một mạch nhân theo nguyên tắc tạo hàm ngược. Sơ đồ của nó được biểu diễn trên hình 9.16.

Trong mạch điện hình 9.16a, điện áp vào cửa đảo của bộ khuếch đại thuật toán

$$U_N = KU_xU_y$$

và điện áp vào cửa thuận:

$$U_P = U_z$$

Do đó điện áp ra

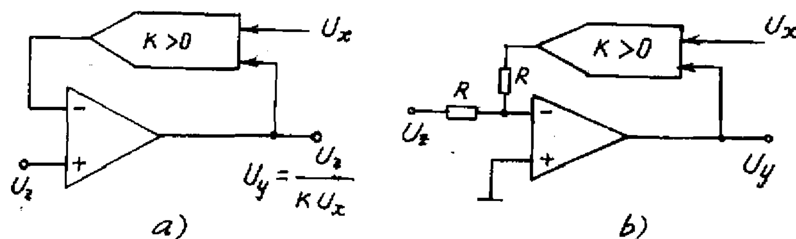
$$U_r = U_y = \frac{U_z}{KU_x} \tag{9.26}$$

Trong mạch điện hình 9.16b, điện áp vào cửa thuận $U_P = 0$ và điện áp vào cửa đảo

$$U_N = \frac{U_z}{2} + \frac{KU_x U_y}{2},$$

do đó điện áp ra

$$U_r = U_y = -\frac{U_z}{KU_x} \tag{9.27}$$



Hình 9.16. a) mạch chia thuận, b) mạch chia đảo.

Trong biểu thức (9.26) và (9.27), U_z có thể lấy dấu tùy ý, còn U_x phải luôn luôn dương. Nếu $U_x < 0$ thì hồi tiếp qua bộ nhân về đầu vào bộ khuếch đại thuật toán là hồi tiếp dương, làm cho mạch chuyển sang làm việc ở trạng thái bão hòa, gây méo lớn. Chú ý rằng yêu cầu $U_x > 0$ chỉ đúng đối với mạch nhân thuận ($K > 0$). Đối với mạch nhân đổi dấu ($K < 0$) thì ngược lại, phải làm việc với $U_x < 0$ để đảm bảo hồi tiếp âm của bộ khuếch đại thuật toán.

2. Mạch chia có hỗ dẫn biến đổi

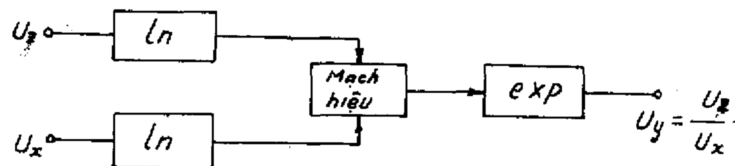
Cũng có thể dùng mạch điện hình 9.10 làm mạch chia. Lúc đó, theo (9.21) lấy I_x và I_y là các tín hiệu vào và ΔI_C là tín hiệu ra. Mạch chia loại này có thể làm việc ở dải tần từ 0,5 - 5 MHz với sai số < (0,5...1)%.

3. Mạch chia dùng mạch loga và đối loga

Trên hình 9.17 là sơ đồ khối của mạch chia loại này. Theo sơ đồ đó,

$$U_y = \frac{U_z}{U_x} ,$$

ở đây U_z và U_y chỉ lấy các giá trị dương. Mạch có độ chính xác khá cao, dải động lớn và sai số phi tuyến nhỏ.



Hình 9.17. Mạch chia dùng mạch loga và đối loga .

4. Mạch khai căn

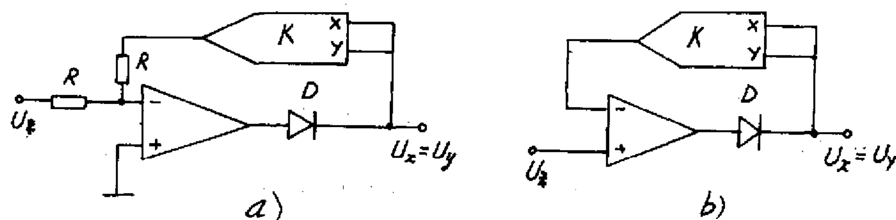
Mạch khai căn được thực hiện bằng cách mắc vào mạch hồi tiếp bộ khuếch đại thuật toán một mạch lũy thừa (hình 9.18)

Mạch điện trên hình 9.18a cho điện áp ra

$$U_r = U_x = \sqrt{\frac{1}{K}(- U_z)} ; \qquad \text{với } U_z < 0 ; \qquad (9.28)$$

và mạch điện trên hình 9.18b cho

$$U_r = U_x = \sqrt{\frac{U_z}{K}} , \quad \text{với } U_z \geq 0. \qquad (9.29)$$



Hình 9.18. a) mạch khai căn đảo; b) mạch khai căn thuận .

Mạch điện 9.18a chỉ làm việc với $U_z < 0$ và mạch 9.18b chỉ làm việc với $U_z > 0$. Trong trường hợp ngược lại mạch sẽ có hồi tiếp dương làm cho mạch bị kẹt. Có thể ngăn ngừa hiện tượng này bằng cách mắc nối tiếp với đầu ra bộ khuếch đại thuật toán một điot sao cho mạch hồi tiếp bị ngắt khi điện áp vào U_z không thỏa mãn điều kiện về dấu. Vì điot nằm trong mạch hồi tiếp, nên hạ áp trên nó có gây ra sai số, nhưng không đáng kể.

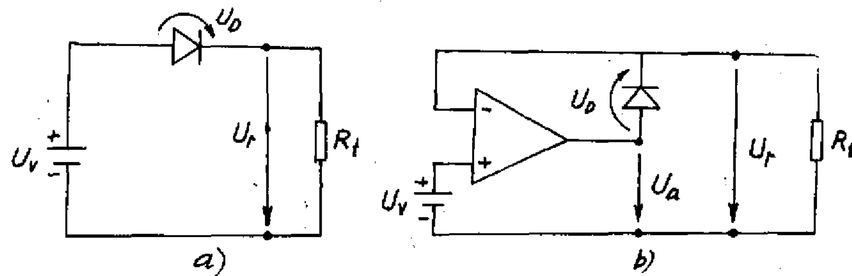
9.3. Các mạch phi tuyến không liên tục

9.3.1. Nguyên tắc thực hiện các mạch phi tuyến không liên tục và các phần tử cơ bản của nó

Một đường đặc tính phi tuyến có thể biểu diễn một cách gần đúng bởi một đặc tính gấp khúc gồm nhiều đoạn thẳng có độ dốc khác nhau. Đường gấp khúc đó được tạo nên bởi một mạch khuếch đại có hệ số khuếch đại thay đổi từng nấc, phụ thuộc vào biên độ tín hiệu vào và tín hiệu ra. Các phần tử cơ bản dùng để đạo hàm phi tuyến không liên tục là các bộ so sánh tương tự và các điot lý tưởng.

Mạch điện và nguyên lý làm việc của bộ so sánh sẽ được xét ở cuối chương này. Trong tiết này ta chỉ xét các điot lý tưởng.

Điot lý tưởng được cấu tạo bằng cách mắc vào mạch hồi tiếp của bộ khuếch đại thuật toán một điot thực (hình 9.19b). Để so sánh nguyên lý làm việc của một mạch dùng điot thực và điot lý tưởng ta xét các mạch trên hình 9.19.



Hình 9.19. a) mạch điện dùng điot thực; b) mạch điện dùng điot lý tưởng.

Theo hình 9.19a

$$U_r = U_v - U_D \quad (9.30)$$

Khi điện áp vào U_v có trị số lớn hơn điện áp ngưỡng U_{ng} của điot thì có dòng qua điot và $U_r \neq 0$. Quan hệ đó được biểu diễn trên hình 9.20a. Mạch điện dùng điot thực không thể chỉnh lưu được các điện áp có trị số nhỏ hơn U_{ng}. Đó là vì điot thực có đặc tuyến cong xung quanh điểm "không" và điện trở thông của điot không thể bỏ qua được.

Với điot lý tưởng trên hình 9.19b, ta có

$$U_a = U_{DT} + U_r = K_o(U_v - U_r)$$

Với $K_o > 1$, suy ra

$$U_r \approx U_v - U_{DT}/K_o, \quad (9.31)$$

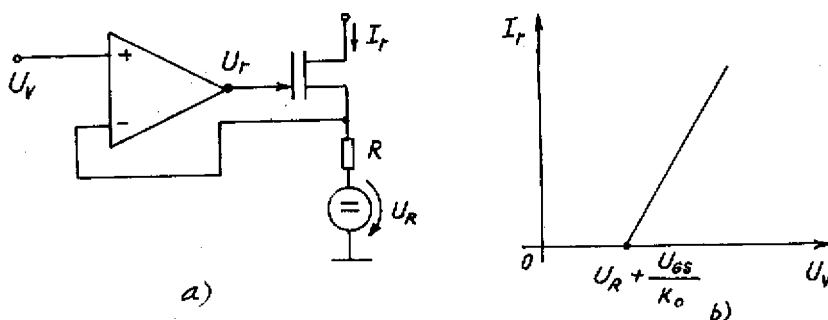
trong đó, U_{DT} - điện áp thông của điot ;

K_o - hệ số khuếch đại của bộ khuếch thuật toán.

Quan hệ này được biểu diễn trên hình 9.20b. So sánh biểu thức (9.30) và (9.31) ta thấy điện áp ngưỡng hay nói một cách tổng quát, điện áp thông U_{DT} của điot lý tưởng nhỏ hơn của điot thực K_o lần. Có thể coi mạch điện hình 9.19b như một mạch lặp điện áp có điện áp lệch không là $\frac{U_{DT}}{K_o}$, vì vậy có thể dùng nó làm chuyển mạch điện áp lý tưởng. Với hệ số khuếch đại $K_o \approx 10^4 \div 10^5$, điện áp ngưỡng của điot $U_{ng} \approx 0{,}7$V thì mạch điện này có thể chỉnh lưu được các điện áp cỡ mV. Tương tự như vậy, cũng có thể tạo được chuyển mạch dòng điện lý tưởng nhờ sơ đồ 9.21a. Dòng điện ra I_r được xác định theo biểu thức (9.32)

Hình 9.20. Đặc tuyến truyền đạt:
a) của mạch điện dùng điot thực ; b) của mạch điện dùng điot lý tưởng .

$$I_r = \frac{U_v + \dfrac{U_{GS}}{K_o} - U_r}{R} \qquad (9.32)$$



Hình 9.21. a) mạch điện của một chuyển mạch dòng điện lý tưởng ; b) đặc tính truyền đạt của a).

Trong mạch điện này, mạch ghép G-S của *Fet* đóng vai trò như điot trên hình 9.19b. Cũng giống trường hợp trên, khi mặt ghép G-S thông thì điện áp ra bộ khuếch đại thuật toán U_r có thể coi gần đúng bằng điện áp vào U_v.

9.3.2. Mạch hạn chế chính xác

Để hạn chế biên độ thường dùng điot thường hoặc điot Zener . Trong các mạch hạn chế chính xác dùng điot, thường kết hợp với bộ khuếch đại thuật toán.

Có thể phân loại các mạch hạn chế như sau:

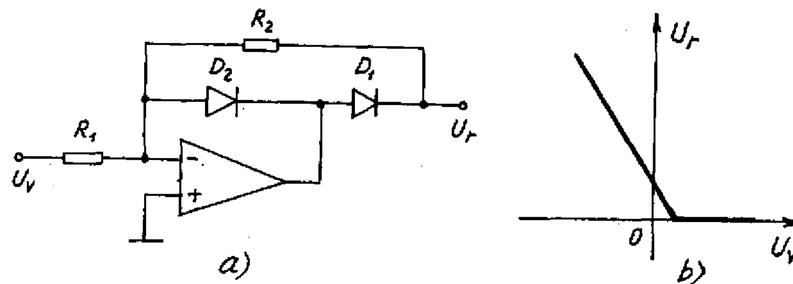
- Phân loại theo công dụng:
  + mạch hạn chế trên;
  + mạch hạn chế dưới;
  + mạch hạn chế hai phía.
- Phân loại theo cách mắc mạch :
  + mạch hạn chế nối tiếp;
  + mạch hạn chế song song.

Mạch hạn chế chính xác dùng "diot lý tưởng" được biểu diễn trên hình 9.22.

Khi $U_v < 0$ thì D_1 thông, D_2 tắt. Giả thiết có bộ khuếch đại thuật toán lý tưởng, ta nhận được điện áp ra

$$U_r = -U_v \frac{R_2}{R_1} \tag{9.33}$$

Thực tế điện áp thông của D_1 còn tạo ra một điện áp lệch không phụ trên đầu vào bộ khuếch đại thuật toán. Khi điện áp vào âm, ta có sơ đồ tương đương trên hình 9.23.



Hình 9.22. Mạch hạn chế chính xác và đặc tuyến truyền đạt của nó.

Theo sơ đồ này, điện áp vào cửa đảo bộ khuếch đại thuật toán

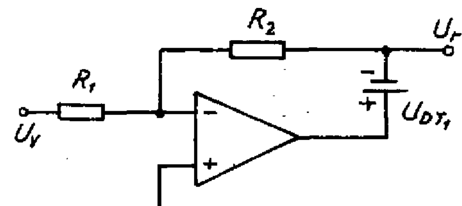
$$U_N = U_v \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_r \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \frac{U_{DT1}}{K_o} = 0$$

Do đó

$$U_r = -U_v \frac{R_2}{R_1} + \frac{U_{DT1}}{K_o} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \tag{9.34}$$

Với $K_{ht} = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}$, biểu thức (9.34) được viết lại như sau:

$$U_r = -U_v \frac{R_2}{R_1} + \frac{U_{DT1}}{K_o K_{ht}} \tag{9.35}$$



Hình 9.23. Sơ đồ tương đương 9.22a khi $U_V < 0$ và $U_{DT1} \neq 0$

Vậy trên đầu ra, điện áp thông của diot giảm đi $K_o K_{ht}$ lần, làm cho đặc tuyến truyền đạt gần với dạng lý tưởng.

Khi điện áp vào $U_v > 0$ thì D_2 thông, D_1 ngắt, do đó

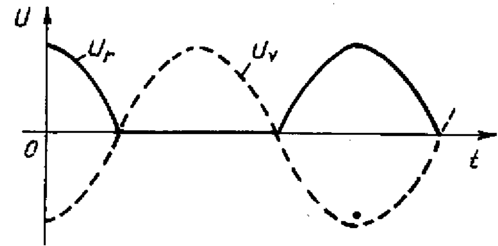
$$U_r = -\frac{U_{DT2}}{K_o} \approx 0.$$

Vậy đây là mạch hạn chế dưới có đặc tuyến truyền đạt trên hình 9.22b.

9.3.3. Mạch chỉnh lưu chính xác

Các mạch chỉnh lưu nói chung được dùng trong các bộ nguồn cung cấp, trong các máy đo cũng như trong các bộ tách sóng. Mạch chỉnh lưu chính xác chủ yếu được dùng trong máy đo. Có thể phân loại mạch chỉnh lưu theo nhiều cách. Nếu phân loại theo nguyên tắc làm việc thì có mạch chỉnh lưu nửa sóng và mạch chỉnh lưu toàn sóng. Mạch chỉnh lưu toàn sóng có hai loại sơ đồ: chỉnh lưu cân bằng và chỉnh lưu cầu. Cụ thể hơn về các loại mạch chỉnh lưu này sẽ được nghiên cứu trong chương 16.

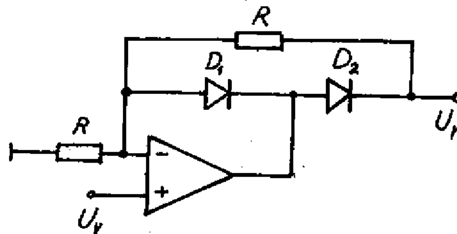
Trong máy đo, điều mà người ta quan tâm trước hết không phải là mạch chỉnh lưu làm việc như thế nào mà là giá trị điện áp chỉnh lưu tỷ lệ với trị trung bình, trị số học, giá trị đỉnh hoặc giá trị hiệu dụng của điện áp vào. Vì vậy, trong máy đo thường phân biệt : bộ chỉnh lưu giá trị đỉnh, bộ chỉnh lưu giá trị trung bình và bộ chỉnh lưu giá trị hiệu dụng. Mạch chỉnh lưu nửa sóng và toàn sóng có điện áp vào hình sin với biên độ lớn và không có điện dung tải là mạch chỉnh lưu trị trung bình, ngược lại khi có điện dung tải trị số đủ lớn thì mạch chỉnh lưu này là chỉnh lưu giá trị đỉnh. Trong tiết này sẽ xét một số mạch chỉnh lưu chính xác, có thể chỉnh lưu được các điện áp cỡ mV.

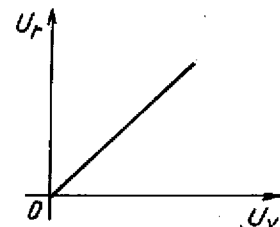


Hình 9.24. Đồ thị thời gian tín hiệu vào và tín hiệu ra của mạch chỉnh lưu nửa sóng hình 9.22

1. Mạch chỉnh lưu nửa sóng

Mạch điện trên hình 9.25 là mạch chỉnh lưu nửa sóng. Căn cứ vào nguyên lý làm việc đã mô tả ở tiết 9.3.2. và hàm truyền đạt của nó trên hình 9.22b, có thể vẽ đồ thị thời gian tín hiệu vào và ra của nó trên hình 9.24. Mạch loại này chỉ làm việc tốt ở phạm vi tần số thấp (< 100 *KHz*), vì quá độ chuyển từ tắt sang thông và từ thông sang tắt của các điot phụ thuộc vào tốc độ đáp ứng của bộ khuếch đại thuật toán.



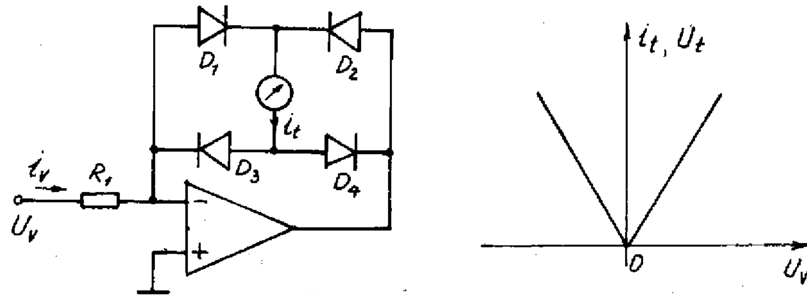


Hình 9.25. Mạch chỉnh lưu nửa sóng dùng khuếch đại thuật toán và đặc tính truyền đạt của nó.

Cũng có thể thực hiện mạch chỉnh lưu nửa sóng nhờ một bộ khuếch đại thuật toán thuận trên hình 9.25.

2. Mạch chỉnh lưu toàn sóng dùng sơ đồ cầu

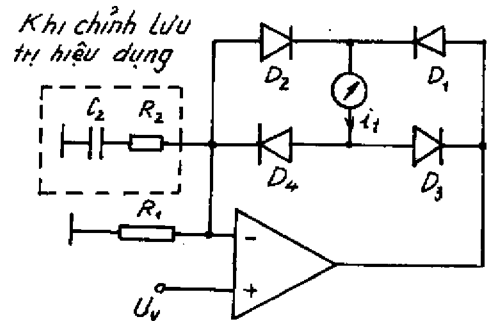
Mạch chỉnh lưu toàn sóng chính xác gồm một mạch chỉnh lưu cầu mắc trong mạch hồi tiếp của bộ khuếch đại thuật toán (hình 9.26). Khi điện áp vào $u_v > 0$, dòng vào



Hình 9.26. Mạch chỉnh lưu toàn sóng dùng sơ đồ cầu và đặc tuyến truyền đạt của nó.

$i_v = \frac{u_v}{R_1}$ chạy qua R_1, điot D_1, điện trở tải (dụng cụ đo),điot D_4 rồi đến đầu ra bộ khuếch đại thuật toán và về đất. Khi $U_v < 0$ thì i_v chạy từ đầu ra bộ khuếch đại thuật toán, qua D_2, qua dụng cụ đo, đến D_3, qua R_1 trở về đầu vào. Do đó dòng chạy qua dụng cụ đo (qua tải):

$$i_t = \frac{|u_1|}{R_1} \tag{9.36}$$



Hình 9.27. Mạch chỉnh lưu toàn sóng có sơ đồ cầu mắc trong mạch hồi tiếp của bộ khuếch đại thuận.

Cũng có thể đưa điện áp chỉnh lưu đến đầu vào thuận của bộ khuếch đại thuật toán như trên hình 9.27.

3. Mạch chỉnh lưu trị hiệu dụng

Các mạch chỉnh lưu chính xác đã xét ở tiết trên là mạch chỉnh lưu trị trung bình số học. Để có mạch chỉnh lưu trị hiệu dụng có thể mắc song song với R_1 trong sơ đồ 9.27 một mạch gồm R_2 và C_2 nối tiếp (phần mạch xem hình 9.27). Với điện áp vào U_v là điện áp một chiều thì phần mạch R_2 C_2 không có ý nghĩa. Để có thể dùng cùng thang đo tuyến tính của dụng cụ đo để đo trị hiệu dụng của điện áp hình sin, người ta mắc thêm phần mạch nói trên.

Biết rằng trị hiệu dụng của một tín hiệu hình sin lớn hơn trị trung bình số học của nó $\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$ lần, với trị trung bình số học và trị hiệu dụng được xác định lần lượt theo các biểu thức (9.37) và (9.38).

$$I_{sh} = \frac{1}{T}\int_o^T I\,|\sin\omega t|\,dt = \frac{2I}{T}\int_o^{T/2} \sin\omega t\,dt = \frac{2I}{\pi} \tag{9.37}$$

$$I_{hd} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_o^T (I\sin\omega t)^2\, dt} = I\sqrt{\frac{1}{T}\frac{T}{2}} = \frac{I}{\sqrt{2}} \quad (9.38)$$

Do đó để dụng cụ đo chỉ thị trị hiệu dụng của điện áp hình sin phải giảm R_1. Khâu R_2 C_2 làm nhiệm vụ này. Đối với điện áp xoay chiều, R_2 song song với R_1, nên ta có

$$\frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = R_1\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$$

Ta suy ra:

$$R_2 = R_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi - 2\sqrt{2}} \quad (9.39)$$

Tụ C_2 phải chọn sao cho trở kháng của nó đối với thành phần xoay chiều không đáng kể. Hạ áp trên nó sẽ gây ra sai số đo. Có thể xác định trị số điện dung của C_2 nếu cho trước sai số cho phép đối với tần số thấp nhất của tín hiệu vào.

Giả thiết sai số cho phép là 1%, tính trị số của C_2 để đảm bảo sai số đó. Ở tần số thấp nhất f_{min} thì R_1, R_2 và C_2 tạo ra trở kháng Z tính theo biểu thức (9.40).

$$Z = \frac{R_1\left(R_2 + \frac{1}{j\omega_{min}C_2}\right)}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega_{min}C_2}} \quad (9.40)$$

Bình phương môđun của Z:

$$|Z|^2 = \frac{R_1\left(1 + R_2^2\,\omega^2_{min}\,C_2^2\right)}{1 + (R_1 + R_2)^2\,\omega^2_{min}\,C_2^2} \quad (9.41)$$

Khi sai số cho phép là 1%, ta có:

$$|Z|^2 = 1{,}01^2\,(R_1//R_2)^2 = 1{,}01^2\,R_1^2\left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right)^2 \quad (9.42)$$

Thay (9.39) và (9.41) vào (9.42) xác định được trị số cho phép của C_2:

$$C_2 = \frac{0{,}32}{2\pi f_{min}\,R_1} \quad (9.43)$$

4. Mạch chỉnh lưu toàn sóng có tải nối đất

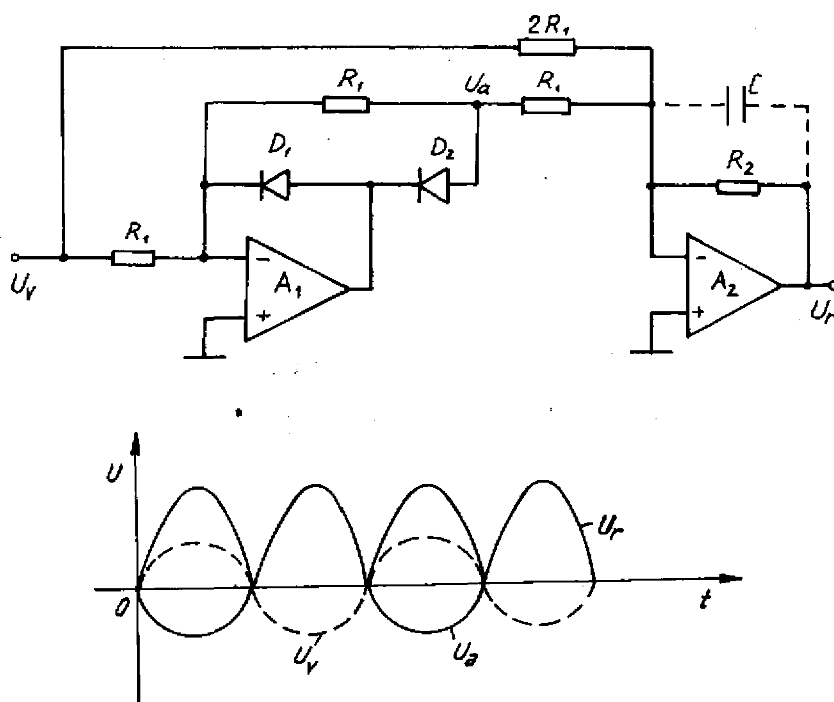
Mạch chỉnh lưu toàn sóng có tải nối đất hình 9.28 gồm một mạch chỉnh lưu nửa sóng và một mạch cộng đảo. Khi $u_v < 0$ thì $u_a \approx 0$, do đó điện áp ra $u_r \approx -\frac{R_2}{2R_1}u_v$ (9.44). Với $u_v > 0$ thì $u_a \approx -u_v$, điện áp này tạo nên ở đầu ra thành phần $u_{r1} \approx \frac{R_2}{R_1}u_v$.

Trên đầu ra còn có thành phần $u_{r2} \approx -\dfrac{R_2}{2R_1}u_v$ do điện áp được dẫn trực tiếp qua điện trở $2R_1$ để đến đầu vào bộ khuếch đại A_2. Do đó điện áp ra trong nửa chu kỳ dương của điện áp vào được xác định theo biểu thức (9.45)

$$u_r = u_{r1} + u_{r2} = u_v\left(\frac{R_2}{R_1} - \frac{R_2}{2R_1}\right) = u_v\frac{R_2}{2R_1} \qquad (9.45)$$

Kết hợp (9.44) và (9.45), điện áp ra có biểu thức tổng quát

$$u_r = |u_v|\frac{R_2}{2R_1} \qquad (9.46)$$



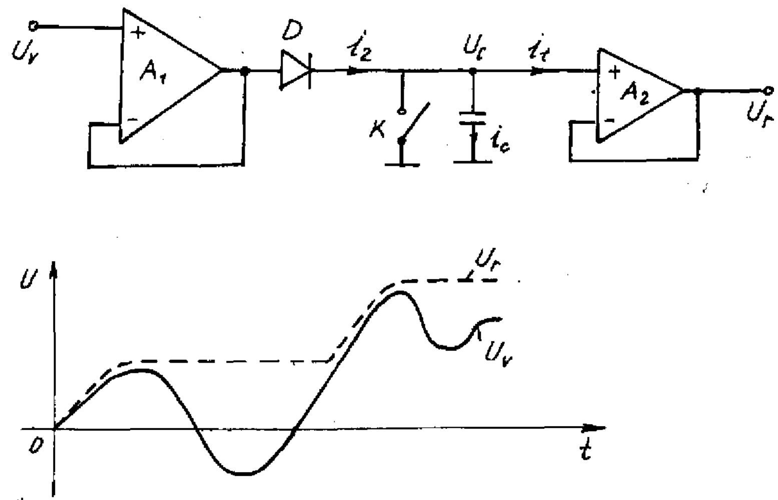
Hình 9.28. Mạch chỉnh lưu toàn sóng có tải nối đất và đồ thị thời gian của điện áp u_r, u_a và u_v.

Để có điện áp ra bằng phẳng, có thể mắc C song song với R_2 như trên hình 9.28. Đây cũng chính là mạch tạo trị số tuyệt đối.

5. Mạch chỉnh lưu giá trị đỉnh

Để chỉnh lưu giá trị đỉnh được chính xác, có thể dùng sơ đồ 9.29. Khi $u_v > u_c$ thì điot D thông và dòng ra của bộ khuếch đại A_1 nạp điện cho tụ C tới khi $u_c \approx u_v$. Nếu sau đó u_v giảm thì Dngắt, tụ C phóng điện qua điện trở ngược của điot cũng như qua dòng tải i_l. Nếu dòng $i_l$nhỏ và điện trở ngược của điot lớn thì điện áp trên tụ C giữ nguyên giá trị đỉnh. Khi đổi chiều điot thì điện áp trên tụ C là điện áp đỉnh âm. Mạch lặp điện áp A_2 là tầng đệm của mạch chỉnh lưu, nó làm tăng trở kháng tải của mạch chỉnh lưu, làm cho điện áp đỉnh không thay đổi trong một thời gian dài. Trường hợp tải thực có trị số lớn thì

không cần tầng đệm ở đầu ra. Mạch điện trên đây có ưu điểm đặc biệt so với mạch chỉnh lưu giá trị đỉnh dùng điot đơn giản, vì trở kháng vào của nó lớn và sai số đo do điện áp hạ trên điot nhỏ (nhỏ hơn K_0 lần). Khóa K trong sơ đồ tạo đường phóng cho tụ C khi cần đo một giá trị mới.



Hình 9.29. Mạch chỉnh lưu giá trị đỉnh và đồ thị thời gian điện áp vào và điện áp ra.

Mạch chỉ làm việc tốt trong phạm vi tần số nhất định. Tần số làm việc của nó phụ thuộc vào dòng điện ra cực đại của bộ khuếch đại thuật toán. Biết rằng tốc độ biến thiên của điện áp ra trên tụ

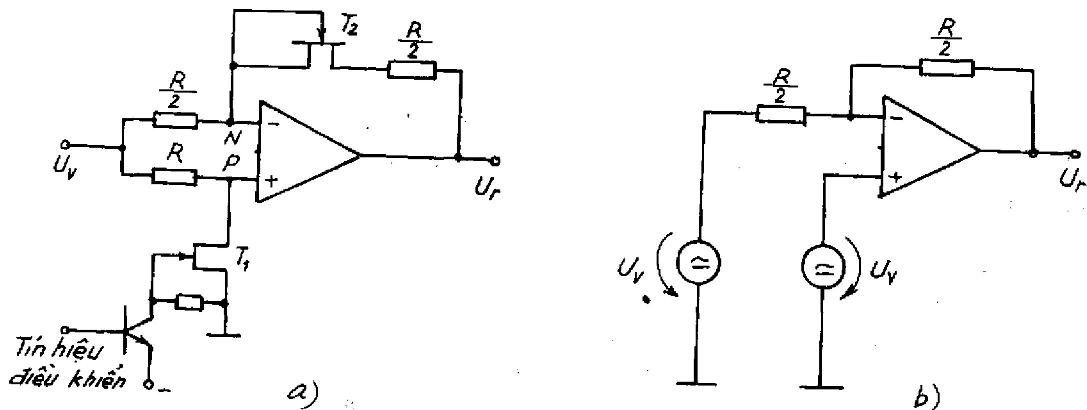
$$\frac{du_c}{dt} \leq \frac{du_c}{dt}\Big|_{max} = \frac{i_{cmax}}{C} = \frac{i_{2max}}{C}$$

với i_{2max} là dòng điện ra cực đại của bộ khuếch đại thuật toán.

Vậy để tăng tốc độ biến thiên của u_c phải tăng i_{2max}. Điều này thực hiện được nhờ mắc thêm một tầng công suất ở đầu ra bộ khuếch đại thuật toán (A_2).

6. Mạch đổi dấu

Trên hình 9.30a là ví dụ về một mạch đổi dấu, cho phép truyền đạt điện áp u_v đến đầu ra với dấu tùy ý phụ thuộc vào tín hiệu điều khiển (tín hiệu đổi dấu) đưa đến Fet T_1. Nếu



Hình 9.30. Mạch đổi dấu:
a) sơ đồ; b) sơ đồ tương đương của a) khi T_1 ngắt.

T_1 tắt, thì mạch tương đương của nó như trên hình 9.30b. Đây là một mạch lặp điện áp với hệ số khuếch đại $u_r/u_v \approx 1$.

Nếu tín hiệu điều khiển đổi dấu, sao cho T_1 thông thì đầu thuận p của bộ khuếch đại thuật toán được nối đất, do đó mạch trở thành mạch khuếch đại đảo với $u_r \approx -u_v$.

Fet T_2 làm nhiệm vụ bù điện trở thông của T_1, nó có cùng hệ số nhiệt độ với T_1 và có tham số giống T_1.

9.3.4. Mạch tạo hàm dùng điot

1. Mạch tạo hàm Parabol

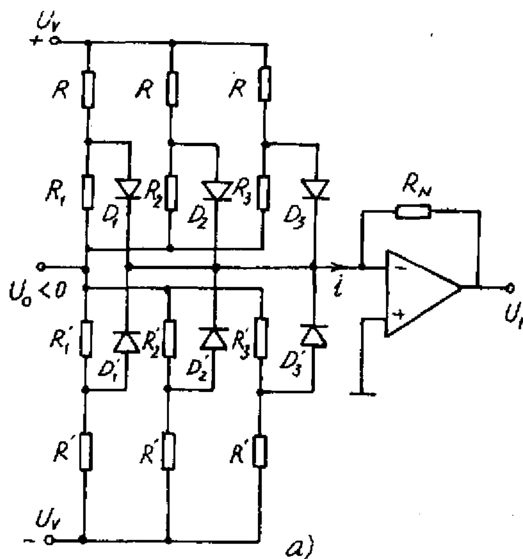
Có thể dùng sơ đồ hình 9.31 gồm bộ khuếch đại thuật toán kết hợp với một mạng điện trở và điot để tạo hàm parabol.Mạch này dùng cho cả điện áp vào dương và âm. Các điot được phân cực ngược bởi nguồn một chiều U_o qua mạng điện trở R, R_1...R_3 và R', R'_1...R'_3. Khi điện áp vào $U_v = 0$ thì các điot ngắt. Khi $U_v > 0$ thì các điot D' ngắt, còn D_1, D_2 và D_3 lần lượt dẫn làm cho dòng điện vào bộ khuếch đại thuật toán tăng theo điện áp vào, nhưng không tăng tỷ lệ. Ngược lại khi $U_v < 0$ thì các điot Dngắt, còn điot D'_1, D'_2 và D'_3 lần lượt dẫn. Điện áp ra tỷ lệ với dòng điện vào theo biểu thức (9.47)

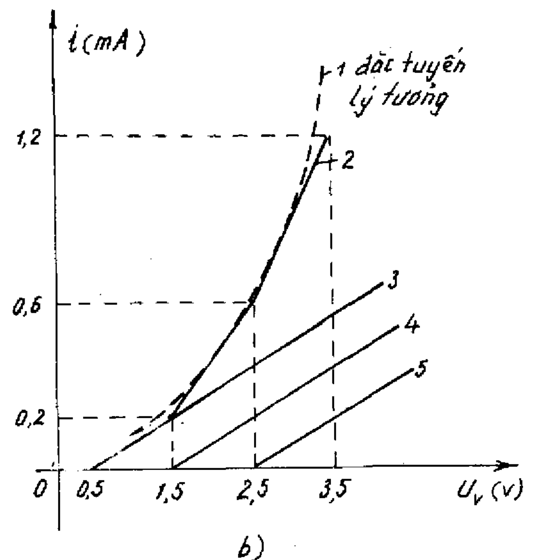
$$U_r = -R_N\, i. \qquad (9.47)$$

Nếu chọn được trị số thích hợp cho các điện trở thì sẽ nhận được quan hệ parabol giữa dòng điện vào i và điện áp U_v, do đó mà có quan hệ parabol giữa điện áp ra và điện áp vào.

Để minh họa, ta xét ví dụ bằng số sau đây. Giả sử mạch cần thực hiện hàm parabol:

$$U_r = -R_N\, 0{,}1\, \left(\frac{\text{mA}}{V^2}\right) U_v^2 = -R_N\, i$$





Hình 9.31. a) mạch tạo hàm parabol;
b) đặc tuyến truyền đạt của mạch tạo hàm parabol.

suy ra

$$i = 0{,}1\ (\frac{mA}{V^2})\ U_V^2 \qquad (9.48)$$

Quan hệ (9.48) đối với $U_v > 0$ được biểu diễn bởi đường cong (*1*) trên hình 9.31b.

Vì $U_v > 0$, nên chỉ sử dụng mạng điện trở phía trên của hình 9.31a. Vì mạch có ba diot, nên đặc tuyến gần đúng là một đường gấp khúc gồm 3 đoạn thẳng (đường cong *2*).

Đoạn thẳng thứ nhất ứng với $U_v = (0{,}5 \div 1{,}5)$ V, theo hình vẽ, có độ dốc là $0{,}2\frac{mA}{V}$. Đoạn thẳng thứ hai ứng với $U_v = (1{,}5 \div 2{,}5)$ *V* có độ dốc là $0{,}4\frac{mA}{V}$ và đoạn thẳng thứ ba ứng với $U_v = (2{,}5 \div 3{,}5)$ V có tốc độ là $0{,}6\frac{mA}{V}$.

Mặt khác qua hình vẽ có thể nhận thấy rằng đường cong *2* chính là tổng các đường *3*, *4* và *5*. Do đó nếu tạo được các dòng điện qua D_1, D_2 và D_3 theo quan hệ biểu diễn bằng các đường (*3*), (*4*) và(*5*) thì sẽ nhận được đường đặc tính parabol gần đúng *2*. Các đường *3,4,5* đều có độ dốc 0,2mA/V, có thể căn cứ vào đó để xác định trị số các điện trở trong mạch.

Giả thiết điện áp thông của các diot là $U_{DT} = 0{,}5$V, điện áp nguồn phân cực ban đầu $U_o = -9{,}5V$. Khi các diot thông thì dòng qua các diot là dòng qua điện trở *R*, do đó độ dốc của đường *3, 4, 5* được xác định bởi

$$\frac{\Delta i_D}{\Delta U_v} = \frac{1}{R} = 0{,}2\frac{mA}{V}$$

Vậy suy ra $R = 5k\Omega$.

Theo hình vẽ, các diot D_1, D_2, D_3 lần lượt mở tương ứng với điện áp vào $U_{v1} = 0{,}5$V, $U_{v2} = 1{,}5$ V và $U_{v3} = 2{,}5$ V. Lúc đó dòng qua diot $i_D \approx 0$, nên trong mạch chỉ có dòng qua các nhánh điện trở RR_1, RR_2 và RR_3. Do đó các điện trở còn lại được xác định như sau :

$$R_1 = R\ \frac{U_{R1}}{U_R} = \frac{R(U_{DT1} - U_o)}{U_{v1} - U_{DT1}}$$

Vì $\qquad U_{v1} = U_{DT1} = 0{,}5$V, nên $R_1 = \infty$.

$$R_2 = \frac{R(U_{DT2} - U_o)}{U_{v2} - U_{DT2}} = \frac{5.10^3.10}{1{,}5 - 0{,}5} = 50k\Omega$$

$$R_3 = \frac{R(U_{DT3} - U_o)}{U_{v3} - U_{DT3}} = \frac{5.10^3.10}{2} = 25k\Omega$$

Do tính đối xứng của hàm parabol, nên *R'*, R'_1... R'_3 ở nửa dưới của mạng điện trở cũng có trị số giống trị số của các điện trở ở nửa trên của mạng. Độ chính xác của hàm parabol gần đúng phụ thuộc vào số lượng diot có trong mạch. Với mạch có 6 diot thì độ chính xác đạt được là 0,3%.

2. Mạch tạo hàm sin

Mạch tạo hàm sin có hàm truyền đạt

$$U_r = \widehat{U}_r \sin \frac{\pi}{2} \frac{U_v}{\widehat{U}_v} \tag{9.49}$$

với $$-\widehat{U}_v \le U_v \le \widehat{U}_v \tag{9.49b}$$

Khi điện áp vào nhỏ, điện áp ra có biểu thức gần đúng

$$U_r \approx \widehat{U}_r \frac{\pi}{2} \frac{U_1}{\widehat{U}_V} \tag{9.50}$$

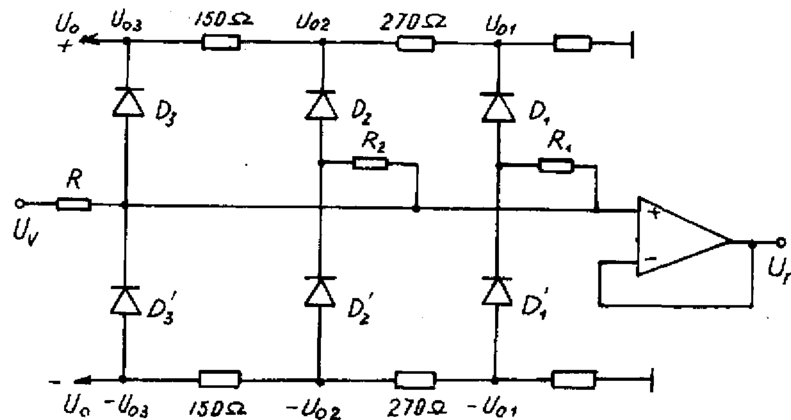
Biên độ $\widehat{U}_r$ được chọn theo biểu thức

$$\widehat{U}_r = \frac{2\widehat{U}_v}{\pi} \tag{9.51}$$

sao cho khi U_v nhỏ thì trị tức thời $U_r \approx U_v$. Vậy với U_v nhỏ, mạch có hệ số khuếch đại $K' = 1$. Khi điện áp vào tăng thì K' giảm dần và khi $U_v = \pm \widehat{U}_v$ tức $U_r = \widehat{U}_r \sin\frac{\pi}{2}$ thì hệ số khuếch đại của mạch bằng không.

Mạch tạo hàm sin làm việc theo nguyên tắc đó được biểu diễn trên hình 9.32.

Khi điện áp vào U_v nhỏ, các điot ngắt, vì chúng được phân cực ngược. Lúc này hệ số khuếch đại của mạch $K' = 1$, do đó $U_r \approx U_v$. Khi U_v tăng lên, sao cho $U_v > U_{o1}$ thì D_1 thông, R và R_1 tạo thành một mạch phân áp, nên hệ số khuếch đại của toàn mạch giảm, làm cho U_r tăng chậm hơn U_v. Khi $U_v > U_{o2}$ thì D_2 lại thông, $R_1 // R_2$ cùng Rtạo thành mạch phân áp có hệ số phân áp nhỏ hơn nữa, do đó tốc độ tăng của điện áp ra càng giảm. Cuối cùng khi D_3 thông thì mạch có hệ số phân áp nhỏ nhất tương ứng với điểm cực đại của hàm sin. Các điot D'_1, D'_2 và D'_3 cũng có tác dụng như vậy khi $U_v < 0$. Chúng tạo nên một phần tư chu kỳ âm của điện áp hình sin.



Hình 9.32. Mạch tạo hàm sin.

Để tính toán các tham số của sơ đồ, cần phải cho trước tọa độ các điểm gãy của đường xấp xỉ. Người ta đã chứng minh được rằng n hài lẻ đầu tiên sẽ không có nếu vị trí của $2n$ điểm gãy thỏa mãn quan hệ (9.52)

$$U_{vk} = \pm[2k/(2n+1)]\,\widehat{U_v} \qquad (9.52)$$

$$0 < k \le n$$

Độ dốc của các đoạn thẳng tương ứng bằng

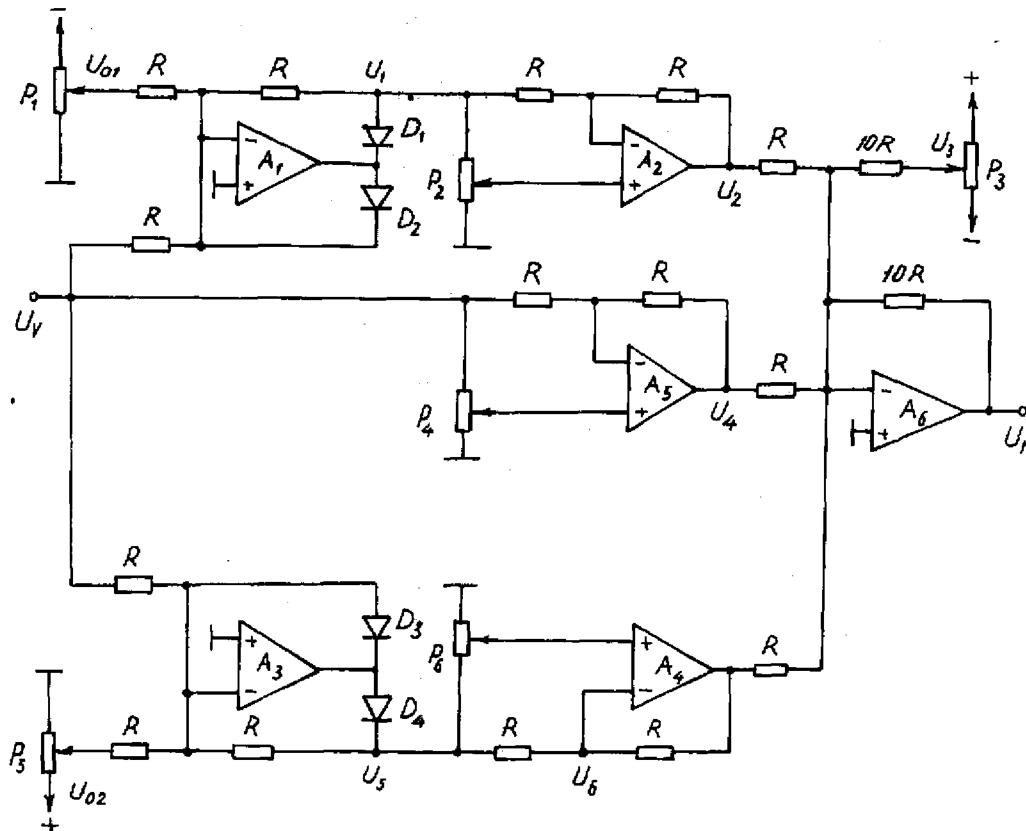
$$m_k = \frac{U_{r(k+1)} - U_{rk}}{U_{v(k+1)} - U_{vk}} = \frac{2n+1}{\pi}\left[\sin\frac{\pi(k+1)}{2n+1} - \sin\frac{\pi k}{2n+1}\right] \qquad (9.53)$$

Riêng hệ số m_0 xác định độ dốc của đoạn thẳng đầu tiên được chọn bằng 1. Do tính đối xứng của đặc tính xấp xỉ, nên trong điện áp ra cũng không có hài chẵn.

Như đã thấy, theo (9.49b) mạch điện trên đây chỉ cho ra một nửa chu kỳ điện áp hình sin. Nó thường được dùng để biến đổi điện áp vào dạng tam giác thành điện áp ra có dạng sin.

3. Mạch tạo hàm biến đổi

Có thể tạo hàm bất kỳ theo nguyên tắc xấp xỉ đường đặc tính phi tuyến bằng một đường thẳng gấp khúc, nếu tạo được một mạch điện mà trong đó có thể thay đổi được tọa độ điểm chuyển tiếp giữa hai đoạn thẳng và độ dốc của mỗi đoạn thẳng một cách tùy ý. Trên hình 9.33 là ví dụ về một mạch điện như vậy.



Hình 9.33. Mạch tạo hàm biến đổi.

Bộ khuếch đại thuật toán A_1 và A_2 làm việc với $u_v > 0$ và A_3, A_4 làm việc với $u_v < 0$. A_5 có tác dụng đối với $|u_v|$ nhỏ. Dòng điện ra của cả ba nhánh được đưa đến mạch cộng đảo A_6. Trước hết, xét trường hợp $u_v > 0$. Khi u_v nhỏ, tức $u_v < |U_{o1}|$ thì D_1 ngắt, nên $u_1 = 0$, chỉ có A_5 làm việc và do đó

$$u_4 = (2q_4 - 1)u_v \quad , \tag{9.54}$$

trong đó q_4 là hệ số phân áp của chiết áp p_4. . Vậy điện áp ra của mạch:

$$u_r = -10u_4 - u_3 = -10(2q_4 - 1)u_v - u_3 \tag{9.55}$$

Khi u_v tăng đến $u_v > |U_{01}|$ thì D_1 thông, do đó

$$u_1 = -(u_v + U_{o1}) \text{ với } U_{o1} < 0;$$

$$u_2 = (2q_2 - 1)u_1 = -(2q_2 - 1)(u_v + U_{o1}) \tag{9.56}$$

Theo sơ đồ suy ra:

$$u_r = -10u_4 - 10u_2 - u_3 \tag{9.57}$$

Thay (9.54) và (9.55) vào (9.57) tìm được biểu thức điện áp ra theo điện áp vào khi $u_v > 0$ và $u_v > |U_{o1}|$:

$$u_r = -10(2q_4 - 1)u_v + 10(2q_2 - 1)(u_v + U_{o1}) - u_3 \tag{9.58}$$

Cũng bằng cách tương tự như vậy, có thể xác định được quan hệ u_r theo u_v khi $u_v < 0$.

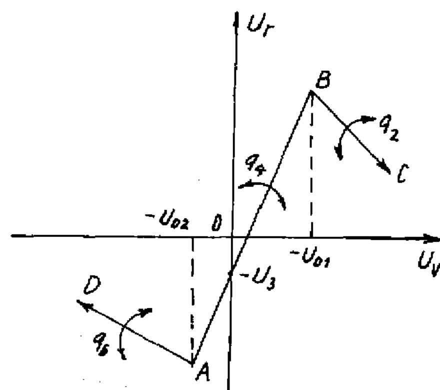
$$u_r = -10(2q_4 - 1)u_v + 10(2q_6 - 1)(u_v + U_{o2}) - u_3 \tag{9.59}$$

Từ các biểu thức (9.55); (9.58) và (9.59) vẽ được đặc tuyến truyền đạt của mạch trên hình 9.34. Ta có nhận xét :

+ Có thể dịch chuyển đặc tuyến dọc theo trục tung bằng cách thay đổi u_3 tức thay đổi vị trí của chiết áp P_3.

+ Vị trí của chiết áp P_1 và P_5 tức giá trị của U_{o1} và U_{o2} xác định tọa độ các điểm gãy A và B dọc theo trục hoành.

+ Độ dốc của đoạn thẳng AB phụ thuộc vào vị trí của chiết áp P_4, còn độ dốc của đoạn thẳng BC và AD lần lượt phụ thuộc vào vị trí của P_2 và P_6.



Hình 9.34. Đặc tuyến truyền đạt của mạch tạo hàm biến đổi.

Vậy có thể tạo được một hàm tùy ý bằng cách thay đổi vị trí của các chiết áp từ $P_1 ... P_6$. Bằng cách dùng nhiều nhánh mạch như vậy có thể tạo được các đoạn thẳng khác nhau để có được một đường đặc tính hoàn chỉnh.

9.3.5. Mạch so sánh tương tự

Mạch so sánh có nhiệm vụ so sánh một điện áp vào U_v với một điện áp chuẩn U_{ch}. Trong mạch so sánh, tín hiệu vào tương tự sẽ được biến thành tín hiệu ra dưới dạng mã nhị phân, nghĩa là đầu ra hoặc ở mức thấp (L) hoặc ở mức cao (H). Vì vậy mạch so sánh là mạch nối ghép giữa phần tử tương tự và phần tử số.

Bộ so sánh tương tự thực chất là một bộ khuếch đại thuật toán có kết cấu đặc biệt để đảm bảo những yêu cầu riêng của quá trình so sánh. Sự khác nhau cơ bản của bộ khuếch đại thuật toán và bộ so sánh chuyên dụng là ở chỗ bộ so sánh phải có tốc độ đáp ứng cao hơn bộ khuếch đại thuật toán sao cho thời gian xác lập và thời gian hồi phục nhỏ. Ngoài ra, khi làm nhiệm vụ so sánh, bộ khuếch đại thuật toán làm việc ở trạng thái bão hòa, do vậy mức ra thấp (*L*) và mức ra cao (*H*) của nó chính là mức dương và mức âm của nguồn. Trong khi đó mức ra thấp và mức ra cao của bộ so sánh chuyên dụng phù hợp với mức logic.

1. Đặc tuyến truyền đạt tĩnh của bộ so sánh

Một bộ so sánh lý tưởng (hình 9.35a) giữa tín hiệu vào và tín hiệu ra có các quan hệ

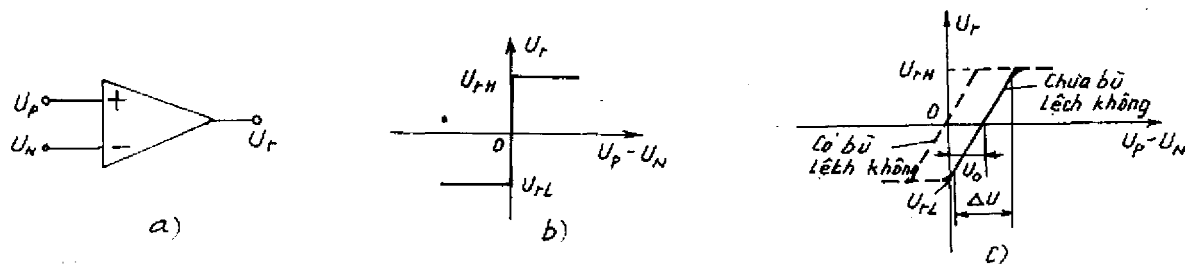
$$U_P - U_N > 0 \longrightarrow U_r = U_{rH}$$

$$U_P - U_N < 0 \longrightarrow U_r = U_{rL}$$

trong đó, U_{rH} - điện áp ra ứng với mức cao;

U_{rL} - điện áp ra ứng với mức thấp.

Nếu điện áp vào hai cửa bằng nhau tức $U_P = U_N$ thì điện áp ra của bộ so sánh lý tưởng bằng không. Nếu điện áp vào hai cửa khác nhau thì bộ so sánh chuyển sang làm việc ở trạng thái bão hòa và điện áp ra nhận các giá trị bão hòa dương U_{rH} hoặc bão hòa âm U_{rL}. Đặc tuyến truyền đạt lý tưởng của nó được biểu diễn trên hình 9.35b.



Hình 9.35. a) sơ đồ quy ước của bộ so sánh;
b) đặc tuyến truyền đạt lý tưởng; c) đặc tuyến truyền đạt thực.

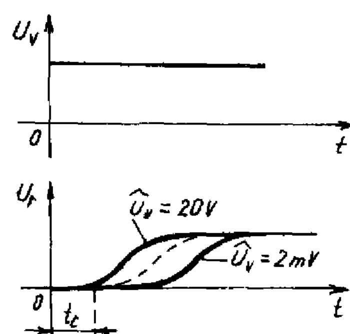
Mạch so sánh thực tế có hệ số truyền đạt hữu hạn trong miền khuếch đại và có điện áp lệch không đầu vào cỡ mV, do đó đặc tuyến truyền đạt tĩnh thực như trên hình 9.35c. Theo đặc tuyến đó, điện áp ra của bộ so sánh bằng không khi $U_P = U_N + U_0$. Do đó khi cần so sánh với độ chính xác cao thì phải có mạch bù lệch không. ΔU là tham số đặc trưng cho độ nhạy của bộ so sánh. Thường các mức ra U_{rH} và U_{rL} phù hợp với mức logic của các họ mạch số để có thể mắc trực tiếp đầu ra bộ so sánh với đầu vào các mạch số.

2. Đặc tính động của bộ so sánh

Bộ so sánh thường phải thực hiện một quá trình so sánh nhanh sao cho tín hiệu ra không có trễ so với tín hiệu vào và khi tín hiệu vào biến thiên nhanh theo thời gian thì bộ so sánh phải chuyển mạch đủ nhanh để không xảy ra hiện tượng so sánh sai.

Bộ khuếch đại thuật toán không đảm bảo được yêu cầu này, vì vậy chỉ dùng bộ khuếch đại thuật toán để so sánh khi không có yêu cầu tốc độ so sánh cao mà yêu cầu tăng độ nhạy (đặc tuyến dốc hơn) tức giảm ΔU.

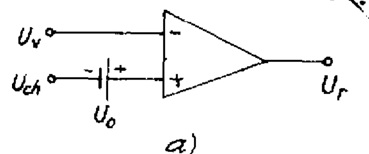
Đặc tuyến động của mạch so sánh trên hình 9.36 cho thấy nếu đưa đến đầu vào bộ so sánh một xung đơn vị thì điện áp ra bắt đầu thay đổi trạng thái sau một thời gian khoảng 100ns. Thời gian này gọi là thời gian "chết" t_c. Ngoài ra, thời gian tăng và giảm của điện áp ra tỷ lệ nghịch với biên độ điện áp vào. Vậy rõ ràng trạng thái bão hòa của bộ so sánh là có lợi đối với yêu cầu về tốc độ so sánh.

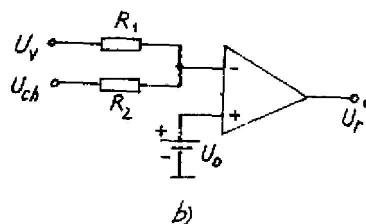


Hình 9.36. Đặc tính động của bộ so sánh.

3. Bộ so sánh không có trễ

Trong sơ đồ 9.37a, điện áp cần so sánh và điện áp chuẩn U_{ch} được đưa vào hai cửa khác nhau. Việc so sánh điện áp trong sơ đồ 9.37b được tiến hành nhờ đưa hai điện áp vào cùng một cửa qua các điện trở R_1, R_2 để tạo nên các dòng điện ở cửa vào. Điện áp vào hiệu bằng không, nếu các dòng điện bằng nhau và có dấu ngược nhau tức $U_v/R_1 = - U_{ch}/R_2$. Trong cả hai trường hợp đều có thể đổi chỗ cửa vào cho nhau.





Hình 9.37. Sơ đồ so sánh không có trễ.

Nếu để ý đến điện áp lệch không đầu vào thì điện áp vào tương ứng với mức chuyển trạng thái của bộ so sánh ở sơ đồ (a) là

$$U_v = U_{ch} + U_o$$

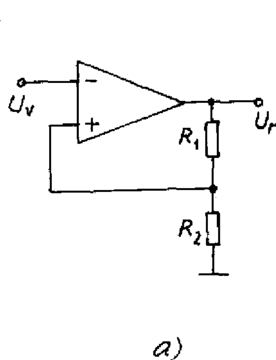
và ở sơ đồ b) là

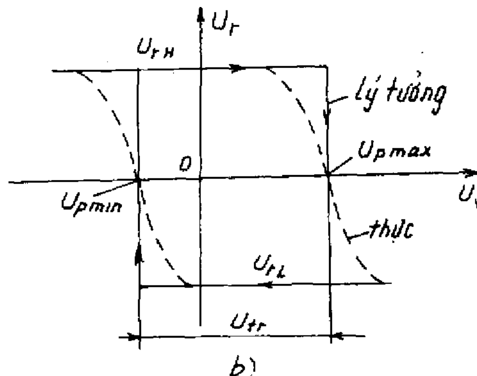
$$\frac{U_v - U_o}{R_1} + \frac{U_{ch} - U_o}{R_2} = I_N , \quad \text{do đó}$$

$$U_v = \frac{-R_1}{R_2} U_{ch} + U_o\left(1+ \frac{R_1}{R_2} \right) + I_N R_1 .$$

4. Bộ so sánh có trễ

Thông thường trên đầu vào bộ so sánh ngoài điện áp tín hiệu còn có nhiễu, vì vậy khi điện áp vào có trị số gần với trị số ứng với mức chuyển trạng thái của bộ so sánh thì điện





Hình 9.38. Bộ so sánh có trễ :
a) sơ đồ đảo; b) đặc tuyến truyền đạt của a).

áp nhiễu có thể làm cho bộ so sánh lật trạng thái liên tục, do đó mức tín hiệu ra không xác định. Để loại trừ ảnh hưởng của nhiễu, người ta mắc vào bộ so sánh một mạch hồi tiếp dương.

Khi lượng hồi tiếp dương đủ lớn, sao cho hệ số khuếch đại vòng $K_v = K_oK_{ht} > 1$ thì mạch so sánh làm việc như một trigơ.

Có hai sơ đồ so sánh loại này: sơ đồ so sánh đảo (hình 9.38) và sơ đồ so sánh thuận (hình 9.39). Trong sơ đồ đảo, điện áp vào được đặt vào cửa đảo, còn trong sơ đồ thuận, U_v đặt vào cửa thuận.

Trong sơ đồ 9.38a hồi tiếp dương từ đầu ra về đầu vào được thực hiện qua bộ phân áp R_1, R_2. Khi U_v có trị số âm lớn thì điện áp ra $U_r = U_{rmax} = U_{rH}$, lúc đó cửa vào thuận có điện áp :

$$U_{pmax} = U_{rmax} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (9.60)$$

Nếu tăng U_v thì lúc đầu U_r = const, nhưng khi $U_v = U_{pmax}$ thì bộ so sánh chuyển trạng thái từ U_{rmax} sang U_{rmin}, nghĩa là

$$U_r = U_{rmin} = U_{rL} .$$

Lúc này điện áp hồi tiếp về cửa thuận

$$U_P = U_{pmin} = U_{rmin} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (9.61)$$

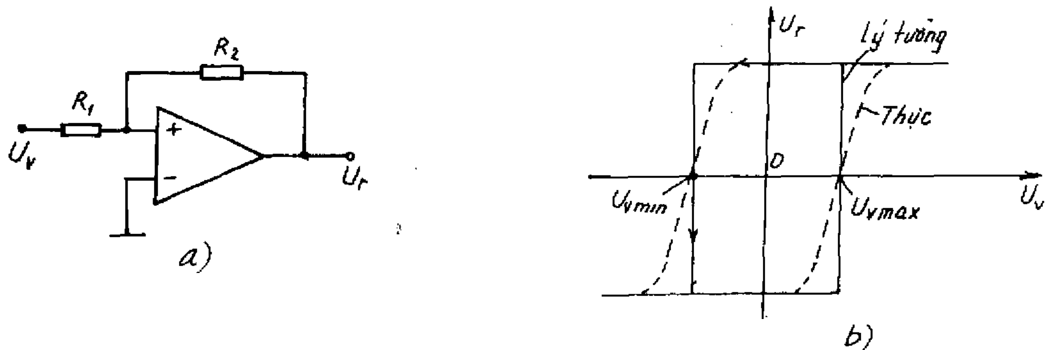
Tiếp tục tăng U_v thì điện áp hiệu $U_d = U_P - U_v$ càng âm, làm cho tín hiệu ra giữ nguyên mức U_{rmin} (xem hình 9.38b). Ở trạng thái này điện áp đặt vào cửa thuận U_P có trị số nhỏ, do đó nếu giảm U_v thì mạch không chuyển trạng thái ở U_{pmax} mà chuyển trạng thái ở U_{pmin}. Do đó ta có đặc tuyến truyền đạt tĩnh có trễ trên hình 9.38b.

Điện áp vào trễ U_{tr} được xác định bởi (9.62)

$$U_{tr} = U_{pmax} - U_{pmin} \quad (9.62)$$

Thay (9.60) và (9.61) vào (9.62) ta có

$$U_{tr} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{rmax} - U_{rmin}) = K_{ht} (U_{rmax} - U_{rmin}) \quad (9.63)$$



Hình 9.39. Bộ so sánh có trễ :
a) sơ đồ thuận; b) đặc tuyến truyền đạt của a).

Các điện áp nhiễu có biên độ nhỏ hơn điện áp trễ, không có khả năng làm cho bộ so sánh lật trạng thái.

Điện áp trễ phải chọn đủ lớn đảm bảo điều kiện

$$K_v = K_{ht} K_o > 1$$

để mạch có thể lật trạng thái được. Lúc này mạch sẽ tự dao động, sau khi lật trạng thái nó chuyển sang làm việc ở chế độ bão hòa.

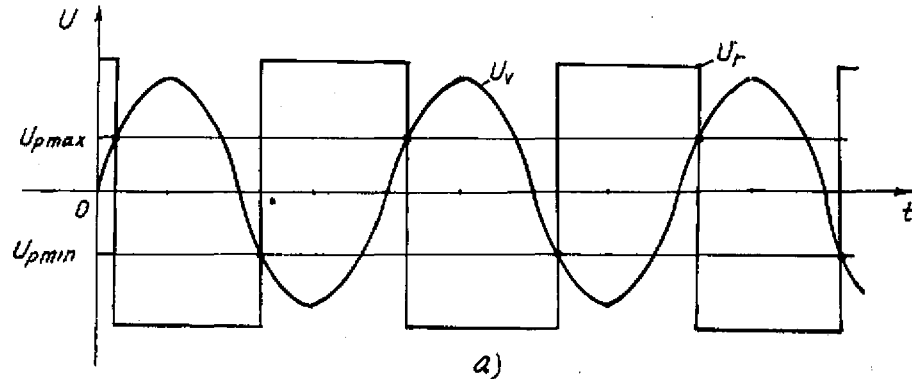
Với sơ đồ so sánh thuận (hình 9.39a), nếu $U_v > 0$ thì $U_r = U_{rmax} = U_{rH}$, khi giảm U_v điện áp ra giữ nguyên giá trị này cho đến khi $U_p = 0$ (vì cửa đảo nối đất) tức

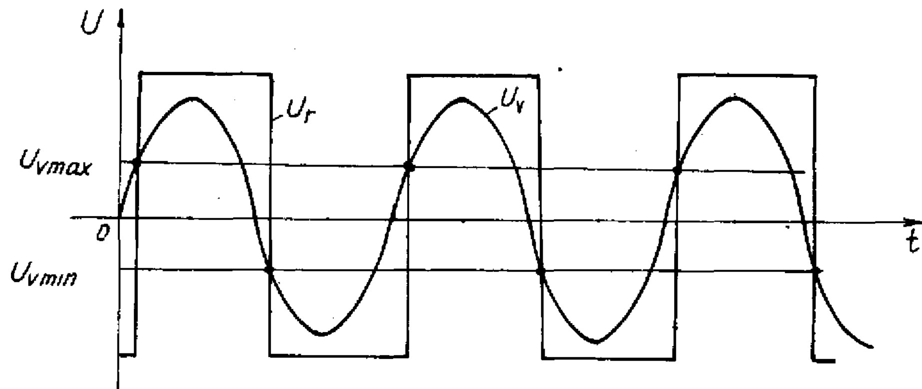
$$U_P = U_{rmax} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_v \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0$$

Từ đó suy ra điện áp vào ứng với sự lật trạng thái từ mức cao sang mức thấp :

$$U_{v1} = U_{vmin} = - U_{rmax} \frac{R_1}{R_2} \tag{9.64}$$

Nếu tiếp tục giảm U_v thì $U_r = U_{rmin} = U_{rL}$ giữ nguyên không đổi.





Hình 9.40. Minh họa ứng dụng của bộ so sánh có trễ :
a) đồ thị thời gian của điện áp vào và điện áp ra trong bộ so sánh có trễ mắc theo sơ đồ đảo;
b) đồ thị thời gian của điện áp vào và điện áp ra trong bộ so sánh có trễ mắc theo sơ đồ thuận.

Ngược lại, nếu tăng U_v thì lúc đầu $U_r = U_{rmin}$ = const, lúc này

$$U_P = U_{amin} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_v \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{9.65}$$

Nếu tăng U_v sao cho $U_P = 0$ thì mạch lại chuyển trạng thái.

Cho (9.65) bằng không, suy ra

$$U_{v2} = U_{vmax} = -\frac{R_1}{R_2} U_{rmin} \tag{9.66}$$

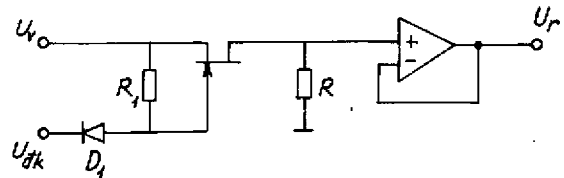
chính là điện áp vào ứng với sự chuyển trạng thái của bộ so sánh từ mức thấp lên mức cao (xem hình 9.39b).

Các mạch so sánh có trễ trên đây thường được dùng để biến đổi điện áp vào hình sin thành điện áp ra dạng xung có biên độ xác định. Hình 9.40 minh họa ứng dụng đó.

9.3.6. Mạch khóa và mạch lấy mẫu

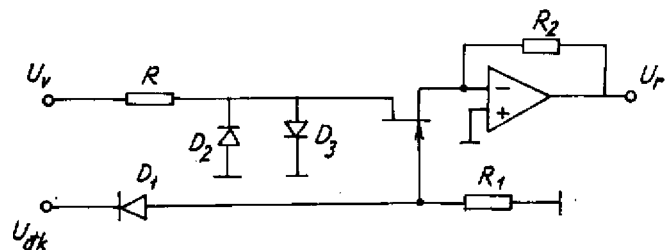
Mạch khóa nhằm tạo ra điện áp $U_r = 0$ hoặc $U_r = U_v$ tùy thuộc vào điện áp điều khiển. Mạch lấy mẫu cũng làm việc tương tự như vậy. Tuy nhiên trong mạch lấy mẫu điện áp điều khiển quyết định chu kỳ lấy mẫu và điện áp ra luôn luôn bằng điện áp vào. Sau thời gian lấy mẫu điện áp ra giữ nguyên giá trị cho đến thời điểm lấy mẫu tiếp theo.

9.3.6.1. Mạch khóa đơn giản



Hình 9.41. Mạch khóa đơn giản dùng khuếch đại thuật toán mắc theo sơ đồ thuận.

Như trong chương 1 đã nêu, transistor trường rất thích hợp trong ứng dụng làm điện trở điều khiển. Dựa vào tính chất này, có thể dùng transistor trường trong mạch khóa. Hình 9.41 minh họa ứng dụng đó. Ở đây điện trở R và transistor trường tạo thành một mạch phân áp có hệ số phân áp phụ thuộc vào điện áp điều khiển U_{dk}. Khi $U_{dk} > 0$ thì D_1 ngắt, do đó $U_{GS} = 0$ (thông qua R_1) và transistor trường dẫn. Nếu chọn $R >> r_{dsmin}$ thì điện áp ra $\bar{u}_r = \bar{u}_v$.



Hình 9.42. Mạch khóa tương tự đảo.

Bộ khuếch đại lặp tạo ra sự ngăn cách với tải do đó giảm được ảnh hưởng của tải đến mạch khóa. Ngược lại, nếu điện áp điều khiển U_{dk} đủ âm thì D_1 thông và Fet ngắt, do đó $U_r = 0$, nếu đảm bảo được điều kiện $R << r_{dsmax}$. Tóm lại mạch phải thỏa mãn điều kiện (9.67):

$$r_{dsmin} << R << r_{dsmax} \tag{9.67}$$

Cũng có thể dùng mạch khóa trên hình 9.42. Nếu điện áp điều khiển $U_{dk} \geq 0$ thì Fet dẫn và ta có

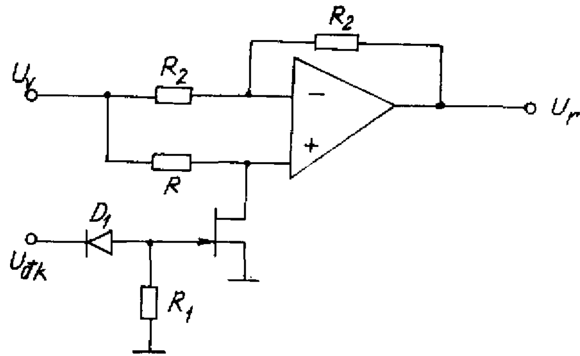
thể dùng mạch khóa trên hình 9.42. Nếu điện áp điều khiển $U_{dk} \geqslant 0$ thì Fet dẫn và ta có

$$U_r = \frac{-R_2}{R + r_{dsmin}} U_v \approx -\frac{R_2}{R} U_v \text{ khi } r_{dsmin} >> R$$

Trong trường hợp này, điện áp trên D_2 và D_3 nhỏ đến mức, chúng không ảnh hưởng gì đến tính chất khuếch đại của mạch. Ngược lại, khi điện áp điều khiển $U_{dk} < U_p$ (điện áp thắt của Fet) thì Fet ngắt. Lúc đó nếu $r_{dsmax} >> R_2$ thì $U_r = 0$. Trong trường hợp này, D_2 và D_3 làm nhiệm vụ hạn chế điện áp trên Fét ở mức 0,6 V. Vì vậy mạch này cho phép làm việc với điện áp vào lớn tuỳ ý.

9.3.5.2. Mạch khóa hai cực tính

Trong nhiều trường hợp cũng cần đến các mạch khóa chuyển mạch giữa hai mức điện áp $U_r = \pm U_v$. Hình 9.43 biểu diễn một mạch khóa như vậy.



Hình 9.43. Mạch khóa hai cực tính.

Trên sơ đồ này, nếu Fet dẫn thì mạch tương đương với một bộ khuếch đại đảo, do đó

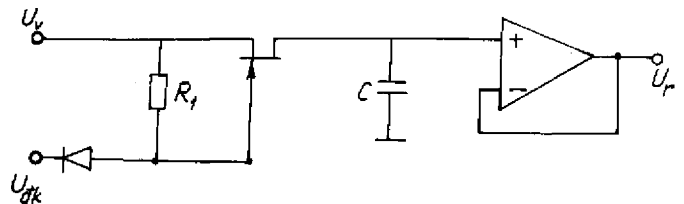
$$U_r = -U_v$$

Nếu Fet ngắt thì điện áp trên cửa thuận của khuếch đại thuật toán $U_P = U_v$ và đương nhiên ta cũng có $U_N = U_v$, do đó dòng qua R_2 : $I_{R2} = 0$ và điện áp ra $U_r = U_v$. Cũng như đối với các mạch khóa đã miêu tả trên mạch điện này làm việc bình thường khi thỏa mãn điều kiện sau đây :

$$r_{dsmin} << R << r_{dsmax} .$$

9.3.6.3. Mạch lấy mẫu

Hình 9.44 biểu diễn một mạch lấy mẫu.



Hình 9.44. Mạch lấy mẫu.

Trong sơ đồ này, khi Fet dẫn ($U_{dk} > 0$) thì tụ C nạp đến xấp xỉ bằng U_v với hằng số thời gian nạp :

$$\tau = (R_n + r_{dsmin}) C$$

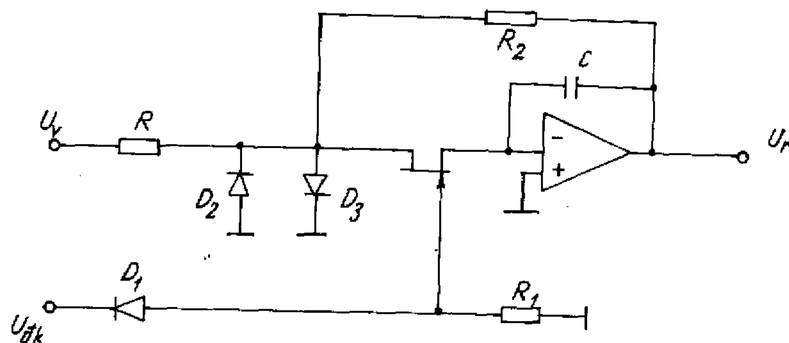
Trong đó R_n là điện trở trong của nguồn tín hiệu. Để giảm thời gian nạp, cần chọn nguồn tín hiệu có R_n nhỏ và chọn Fet có r_{ds} nhỏ đồng thời chọn C nhỏ.

Khi Fet ngắt, cần giữ cho điện áp ra không thay đổi (điều kiện của mạch lấy mẫu). Tuy nhiên, trong thực tế tụ C vẫn phóng qua dòng điện ngược của Fet và qua dòng vào của khuếch đại thuật toán I_v. Vì dòng điện ngược của Fet rất bé, có thể bỏ qua được, nên ta có biểu thức biểu diễn sự giảm áp trên C bằng biểu thức sau :

$$\frac{dU_r}{dt} \approx \frac{I_v}{C}$$

Rõ ràng theo biểu thức này, C càng lớn thì mức độ thay đổi của U_r : $\frac{dU_r}{dt}$ càng bé. Vậy phải chọn giá trị của C hợp lý để vừa đảm bảo thời gian nạp đủ lớn vừa đảm bảo mức độ

biến thiên $\frac{dU_r}{dt}$ đủ nhỏ.



Hình 9.45. Mạch lấy mẫu đối với tín hiệu vào lớn.

Trường hợp tín hiệu vào lớn, thường dùng sơ đồ lấy mẫu trên hình 9.45.

Sơ đồ này dựa trên sơ đồ 9.42. Nếu Fet dẫn thì C nạp đến giá trị

$$U_r = -\frac{R_2}{R} U_v$$

Nếu Fet ngắt thì điện áp ra giữ nguyên không đổi. Hằng số thời gian nạp của C là

$$\tau = (R_2 + r_{dsmin})\ C.$$

So với trong sơ đồ 9.44 thì ở đây lớn hơn, vì ở đây không thể giảm R_2 xuống quá nhỏ như R_n trong sơ đồ 9.44.

CHƯƠNG 10

CÁC MẠCH TẠO DAO ĐỘNG

10.1. Các vấn đề chung về tạo dao động

Mạch dao động có thể tạo ra dao động có dạng khác nhau như dao động hình sin (dao động điều hòa), tạo xung chữ nhật, tạo xung tam giác, xung răng cưa hoặc tạo từng xung riêng biệt. Trong chương này chỉ xét các mạch tạo dao động điều hòa; các mạch tạo dao động xung được xét đến trong giáo trình "kỹ thuật xung". Các mạch tạo dao động điều hòa thường được dùng trong các hệ thống thông tin, trong các máy đo, máy kiểm tra, trong các thiết bị y tế, v.v...

Các mạch tạo dao động điều hòa có thể làm việc trong dải tần từ vài Hz cho đến hàng nghìn MHz. Để tạo dao động có thể dùng các phần tử tích cực như đèn điện tử, tranzistor lưỡng cực, Fet, mạch khuếch đại thuật toán hoặc các phần tử đặc biệt như điot Tunel, điot Gunn.

Các đèn điện tử được dùng khi yêu cầu công suất ra lớn. Mạch tạo dao động dùng đèn điện tử có thể làm việc từ phạm vi tần số thấp sang phạm vi tần số rất cao.

Ở tần số thấp và trung bình thường dùng mạch khuếch đại thuật toán để tạo dao động, còn ở tần số cao thì dùng tranzistor lưỡng cực hoặc Fet, trong phạm vi tần số MHz hoặc cao hơn thì dùng tranzitor, Fet hoặc các loại điot đặc biệt đã nêu ở trên.

Cần lưu ý rằng, khi dùng mạch khuếch đại thuật toán để tạo dao động thì không cần dùng các mạch bù tần số, vì mạch bù tần số làm giảm dải tần công tác của bộ tạo dao động.

Các tham số cơ bản của mạch tạo dao động gồm tần số ra, biên độ điện áp ra, độ ổn định tần số (nằm trong khoảng 10^{-2} đến 10^{-6}), công suất ra và hiệu suất. Tùy thuộc vào mục đích sử dụng, khi thiết kế có thể đặc biệt quan tâm đến một vài tham số nào đó hoặc hạ thấp yêu cầu đối với tham số khác, nghĩa là tùy thuộc yêu cầu sử dụng mà cân nhắc và xác định các tham số một cách hợp lí.

Có thể tạo dao động điều hòa theo hai nguyên tắc cơ bản sau đây:

– Tạo dao động bằng hồi tiếp dương;

– Tạo dao động bằng phương pháp tổng hợp mạch.

Ở đây ta chỉ nghiên cứu các mạch tạo dao động theo nguyên tắc hồi tiếp dương.

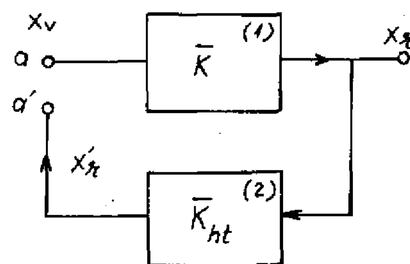
10.2. Điều kiện dao động và đặc điểm của mạch tạo dao động

Để xét nguyên lý làm việc của mạch tạo dao động dùng sơ đồ khối hình 10.1, trong đó (*1*) là khối khuếch đại có hệ số khuếch đại $\overline{K} = K.e^{j\varphi_k}$ *và (2)* là khối hồi tiếp có hệ số truyền đạt $\overline{K}_{ht} = K_{ht}\, e^{j\varphi_{ht}}$. Nếu đặt vào đầu vào tín hiệu $\overline{X}_v$ và giả thiết $\overline{K}\overline{K}_{ht} = 1$ thì $\overline{X'}_r = \overline{X}_v$ vì $\overline{X'}_r = \overline{K}\overline{K}_{ht}\overline{X}_v$

Vậy tín hiệu vào của mạch khuếch đại X_v và tín hiệu ra của mạch hồi tiếp X'_r bằng nhau cả về biên độ và pha nên có thể nối các đầu a và a' với nhau mà tín hiệu ra vẫn không thay đổi.

Lúc này ta có sơ đồ khối của mạch tạo dao động làm việc theo nguyên tắc hồi tiếp.

Rõ ràng, trong sơ đồ này, chỉ có dao động mà tần số của nó thỏa mãn điều kiện (10.1):



Hình 10.1. Sơ đồ khối mạch tạo dao động theo nguyên tắc hồi tiếp.

$$\overline{K}\overline{K}_{ht} = 1 \qquad (10.1)$$

Vì $\overline{K}$ và $\overline{K}_{ht}$ đều là những số phức, nên (10.1) có thể viết lại như sau:

$$\overline{K}\overline{K}_{ht} = KK_{ht}\, e^{j(\varphi_k + \varphi_{ht})} = 1, \qquad (10.2)$$

trong đó,

K – mođyn hệ số khuếch đại;

K_{ht} – mođyn hệ số hồi tiếp;

φ_k – góc di pha của bộ khuếch đại;

φ_{ht} – góc di pha của mạch hồi tiếp.

Có thể tách biểu thức (10.2) thành hai biểu thức: một biểu thức viết theo mođyn (10.3a) và một biểu thức viết theo pha (10.3b):

$$KK_{ht} = 1 \qquad (10.3a)$$

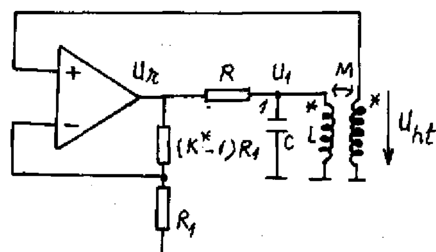
$$\varphi = \varphi_k + \varphi_{ht} = 2\pi n \qquad \text{với } n = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots \qquad (10.3b)$$

φ- tổng dịch pha của bộ khuếch đại và của mạch hồi tiếp, biểu thị sự dịch pha giữa tín hiệu ra mạch hồi tiếp X'_r và tín hiệu vào ban đầu X_v.

Quan hệ (10.3a) được gọi là điều kiện cân bằng biên độ. Nó cho thấy: mạch chỉ có thể dao động khi hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại có thể bù được tổn hao do mạch hồi tiếp gây ra. Còn điều kiện cân bằng pha (10.3b) cho thấy dao động chỉ có thể phát sinh khi tín hiệu hồi tiếp về đồng pha với tín hiệu vào.

Để minh họa ta xét mạch tạo dao động trên hình 10.2.

Bộ khuếch đại dùng khuếch đại thuật toán mắc theo sơ đồ thuận có hệ số khuếch đại:



Hình 10.2. Ví dụ về mạch tạo dao động theo nguyên tắc hồi tiếp.

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{(K^* - 1)R_1}{R_1} = K^*$$

Vì trở kháng ra của bộ khuếch đại nhỏ, nên trong mạch ra mắc thêm điện trở R để

giảm ảnh hưởng của trở kháng ra đến trở kháng của khung cộng hưởng LC.

Điện áp hồi tiếp về bộ khuếch đại:

$$u_{ht} = \frac{M}{L} \cdot u_1 = K_{ht} u_1 \quad (10.4)$$

M – hệ số hỗ cảm của các cuộn dây;

L – điện cảm của khung dao động.

Điện áp ra bộ khuếch đại:

$$u_r = K^* u_{ht} \quad (10.5)$$

Để xác định điện áp ra, viết phương trình dòng điện nút *1*:

$$\frac{u_r - u_1}{R} - c\frac{du_1}{dt} - \frac{1}{L}\int u_1\, dt = 0 \quad (10.6)$$

Thay (10.4) và (10.5) vào (10.6) và biến đổi, ta được (10.7).

$$\frac{d^2u_r}{dt^2} + \frac{1 - K_{ht}K^*}{RC}\frac{du_r}{dt} + \frac{1}{LC}u_r = 0 \quad (10.7)$$

Để đơn giản, đặt

$$\alpha = \frac{1 - K^*K_{ht}}{2RC};$$

$$\omega_o^2 = \frac{1}{LC}$$

Do đó (10.7) được viết lại như sau:

$$\frac{d^2u_r}{dt^2} + 2\alpha\frac{du_r}{dt} + \omega_o^2 u_r = 0 \quad (10.8)$$

Nghiệm của phương trình vi phân (10.8) là

$$u_r = u_{ro} e^{-\alpha t} \cos\sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2}\, t \quad (10.9)$$

Ta phân biệt ba trường hợp:

1) $\alpha > 0$, nghĩa là $K^*K_{ht} < 1$, biên độ điện áp ra suy giảm dần theo hàm số mũ. Dao động tắt dần.

2) $\alpha = 0$, nghĩa là $K^*K_{ht} = 1$, điện áp ra là điện áp hình sin có tần số $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ và biên độ không đổi.

3) $\alpha < 0$, nghĩa là $K^*K_{ht} > 0$; biên độ điện áp tăng theo hàm số mũ.

Từ các trường hợp trên đây, có thể rút ra kết luận: để có dao động thì khi mới đóng mạch KK_{ht} phải lớn hơn 1 làm cho biên độ dao động tăng dần cho đến khi bộ khuếch đại chuyển sang làm việc ở trạng thái bão hòa, hệ số khuếch đại giảm dần sao cho $KK_{ht} = 1$. Lúc này có dao động ra, nhưng không phải hình sin. Để có dao động điều hòa hình sin cần

phải điều chỉnh hệ số khuếch đại sao cho $KK_{ht} = 1$ và xác lập tại đó trước khi bộ khuếch đại chuyển sang làm việc ở trạng thái bão hòa.

Từ sự phân tích trên, ta rút ra các đặc điểm cơ bản sau đây của một mạch tạo dao động:

– Mạch tạo dao động cũng là một mạch khuếch đại, nhưng là mạch khuếch đại tự điều khiển bằng hồi tiếp dương từ đầu ra về đầu vào. Năng lượng tự dao động lấy từ nguồn cung cấp một chiều.

– Muốn có dao động, mạch phải có kết cấu thỏa mãn điều kiện cân bằng biên độ (10.3a) và cân bằng pha (10.3b).

– Mạch phải chứa ít nhất một phần tử tích cực làm nhiệm vụ biến đổi năng lượng một chiều thành xoay chiều.

– Mạch phải chứa một phần tử phi tuyến hay một khâu điều chỉnh để đảm bảo cho biên độ dao động không đổi ở trạng thái xác lập ($KK_{ht} = 1$).

10.3. Ổn định biên độ dao động và tần số dao động

10.3.1. Ổn định biên độ dao động

Khi mới đóng mạch, nếu điều kiện cân bằng pha (10.3b) được thỏa mãn tại một tần số nào đó, đồng thời $KK_{ht} > 1$ thì trong mạch phát sinh dao động ở tần số đó. Ta nói mạch ở trạng thái quá độ. Ở trạng thái xác lập, biên độ dao động không đổi ứng với $KK_{ht} = 1$.

Để đảm bảo ổn định biên độ ở trạng thái xác lập, có thể thực hiện các biện pháp sau:

– Hạn chế biên độ điện áp ra bằng cách chọn trị số điện áp nguồn cung cấp một chiều thích hợp. Biết rằng biên độ điện áp xoay chiều cực đại trên đầu ra mạch khuếch đại luôn luôn nhỏ hơn giá trị điện áp cung cấp một chiều cho phần tử khuếch đại đó.

– Dịch chuyển điểm làm việc trên đặc tuyến phi tuyến của phần tử tích cực nhờ thay đổi điện áp phân cực đặt lên cực điều khiển của phần tử khuếch đại.

– Dùng mạch hồi tiếp phi tuyến hoặc dùng phần tử hiệu chỉnh, ví dụ điện trở nhiệt, điện trở thông của điot.

Tùy thuộc vào mạch điện cụ thể có thể áp dụng một trong những biện pháp trên. Khi xét đến mạch cụ thể, ta sẽ quan sát kỹ hơn vấn đề này.

10.3.2. Ổn định tần số dao động

Vấn đề ổn định tần số dao động liên quan chặt chẽ đến điều kiện cân bằng pha. Khi dịch pha giữa điện áp hồi tiếp đưa về và điện áp ban đầu thay đổi, sẽ dẫn đến sự thay đổi tần số dao động.

Trong điều kiện (10.3b), cho $n = 0$, ta có:

$$\varphi = \varphi_k + \varphi_{ht} = 0 \qquad (10.10)$$

Nói chung góc pha φ_k và φ_{ht} phụ thuộc vào tham số các phần tử của mạch và phụ thuộc tần số. Do đó có thể viết lại điều kiện (10.10) một cách tổng quát như sau:

$$\varphi_k(m, \omega) + \varphi_{ht}(n, \omega) = 0, \qquad (10.11)$$

trong đó, m đặc trưng cho tham số của các phần tử trong mạch khuếch đại và n trong mạch hồi tiếp.

Vi phân toàn phần (10.11) và biến đổi, ta nhận được biểu thức (10.12)

$$d\omega = -\frac{\frac{\partial\varphi_k}{\partial m}dm + \frac{\partial\varphi_{ht}}{\partial n}dn}{\frac{\partial\varphi_k}{\partial\omega} + \frac{\partial\varphi_{ht}}{\partial\omega}} \quad (10.12)$$

Từ (10.12) suy ra các biện pháp nhằm nâng cao độ ổn định tần số của mạch tạo dao động:

1. Thực hiện các biện pháp nhằm giảm sự thay đổi tham số *dm* của mạch khuếch đại và *dn* của mạch hồi tiếp bằng cách:

– Dùng nguồn ổn áp;

– Dùng các phần tử có hệ số nhiệt độ nhỏ;

– Giảm ảnh hưởng của tải đến mạch tạo dao động bằng cách mắc thêm tầng đệm ở đầu ra tầng tạo dao động;

– Dùng các linh kiện có sai số nhỏ;

– Dùng các phần tử ổn nhiệt.

2. Thực hiện các biện pháp nhằm giảm tốc độ thay đổi góc pha theo tham số của mạch, nghĩa là giảm $\frac{\partial\varphi_k}{\partial m}$ và $\frac{\partial\varphi_{ht}}{\partial n}$ bằng cách chọn mạch tạo dao động thích hợp (ba điểm điện cảm, ba điểm điện dung, hoặc ghép biến áp,...).

3. Thực hiện các biện pháp làm tăng tốc độ biến đổi của các góc pha theo tần số, tức tăng $\frac{\partial\varphi_k}{\partial\omega}$ và $\frac{\partial\varphi_{ht}}{\partial\omega}$ xung quanh tần số dao động. Cụ thể là sử dụng các phần tử có phẩm chất cao (ví dụ dùng mạch cộng hưởng thạch anh), vì $\frac{d\varphi}{\partial\omega}\Big|_{\omega = \omega_0} \approx -2Q/\omega_o$ và dùng phần tử tích cực có hệ số khuếch đại lớn.

Thông thường, nếu không dùng các biện pháp ổn định đặc biệt thì độ ổn định tần số $\frac{\Delta f}{f_o}$ của các bộ tạo dao động điều hòa có thể đạt được trong khoảng 10^{-2}... 10^{-3}. Khi dùng các biện pháp trên đây có thể tăng độ ổn định tới 10^{-4} hoặc cao hơn, trong trường hợp dùng thạch anh có thể đạt được $\frac{\Delta f}{f_o} \approx 10^{-6}...\ 10^{-8}$.

10.4. Phương pháp tính toán mạch tạo dao động

Có nhiều phương pháp để tính toán mạch tạo dao động. Ở đây ta chỉ xét phương pháp thông dụng nhất, đó là tính toán mạch tạo dao động theo phương pháp bộ khuếch đại có hồi tiếp. Nội dung của phương pháp này xuất phát từ điều kiện cân bằng biên độ (10.3a). Điều kiện cân bằng pha (10.3b) không cần quan tâm đến, vì điều kiện này đã được kết cấu của mạch đảm nhiệm. Khi tính toán phải căn cứ vào mạch điện cụ thể để xác định hệ số khuếch đại K và hệ số hồi tiếp K_{ht} rồi buộc tích của chúng bằng 1, từ đó suy ra các thông số cần thiết của mạch.

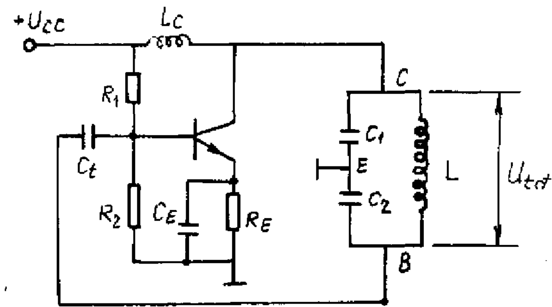
Để minh họa, ta tính thử ví dụ sau.

Ví dụ: Tính điều kiện tự dao động của mạch ba điểm điện dung (mạch Colpits) dùng tranzistor trên hình 10.3.

Giải. Trước hết chấp nhận mạch ba điểm điện dung đã thỏa mãn điều kiện cân bằng pha (xem 10.5.3.3), ta tính điều kiện cân bằng biên độ của mạch:

Bước 1. Tính hệ số khuếch đại *K*:

Theo 4.2.2.1, hệ số khuếch đại của mạch emito chung



Hình 10.3. Mạch tạo dao động ba điểm điện dung. Giả thiết: $R_1 // R_2 >> h_{11}$.

$$K \approx -SZ_c = -\frac{h_{21}}{h_{11}}Z_c \quad (10.13)$$

Trong mạch điện trên, trở kháng giữa colecto và đất Z_c là một phần trở kháng của khung cộng hưởng, nó được xác định như sau:

$$Z_c = P^2 R_{td} // Z_{vpa} \quad (10.14)$$

trong đó, – *P* là hệ số ghép của tranzistor với khung cộng hưởng

$$P = \frac{U_{CE}}{U_{td}} = \frac{C_1.C_2}{(C_1 + C_2)C_1} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (10.15)$$

– R_{td} là trở kháng của khung cộng hưởng tại tần số cộng hưởng,

$$R_{td} = \frac{L}{Cr} \quad (10.16)$$

L – điện cảm của khung cộng hưởng;

C – điện dung của khung cộng hưởng;

r – điện trở tổn hao của khung cộng hưởng.

– Z_{vpa} là trở kháng vào phản ánh sang nhánh colecto-emito, nếu giả thiết $R_1 // R_2 >> h_{11}$ ta có:

$$Z_{vpa} = \frac{Z_v}{n^2} = \frac{h_{11}}{n^2} \quad (10.17)$$

n – hệ số phản ánh

$$n = \frac{U_{BE}}{U_{CE}} = \frac{C_1}{C_2} \quad (10.18)$$

Thay (10.14), (10.15) và (10.17) vào (10.13) xác định được

$$K = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{\frac{R_{td}}{(1+n)^2} \cdot \frac{h_{11}}{n^2}}{\frac{R_{td}}{(1+n)^2} + \frac{h_{11}}{n^2}} \quad (10.19)$$

Bước 2. Xác định hệ số hồi tiếp:

$$K_{ht} = \frac{U_{BE}}{U_{CE}} = -\frac{C_1}{C_2} = -n \quad (10.20)$$

Bước 3. Tính tích KK_{ht}:

$$KK_{ht} = n\frac{R_{td}h_{21}}{n^2R_{td} + h_{11}(1+n)^2} \quad (10.21)$$

Bước 4. Xác định điều kiện dao động của mạch:

$$KK_{ht} \geq 1 \quad (10.22)$$

Thay (10.21) vào (10.22) và biến đổi, tìm được:

$$(1+n)^2 + n^2\frac{R_{td}}{h_{11}} - \frac{h_{21}}{h_{11}}R_{td}n \leq 0 \quad (10.23)$$

Trong biểu thức (10.23), dấu "=" ứng với trường hợp dao động xác lập, còn dấu "<" ứng với trường hợp quá độ lúc mới đóng mạch.

Bằng cách đó có thể tính điều kiện tự dao động cho các mạch khác nhau.

Bước 5. Xác định hệ số hồi tiếp cần thiết để mạch tự dao động được:

Thường $n << 1$, nên (10.23) được viết gần đúng:

$$n^2\frac{R_{td}}{h_{11}} - n\frac{h_{21}}{h_{11}}R_{td} + 1 \leq 0 \quad (10.24)$$

Giải (10.24) theo n, ta nhận được

$$n_{1,2} = \frac{h_{21}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{h_{21}}{2}\right)^2 - \frac{h_{11}}{R_{td}}} \quad (10.25)$$

Dạo hàm (10.24) và xét dấu, ta thấy (10.24) ≤ 0 khi

$$n_2 \leq n \leq n_1 \quad (10.26)$$

Vậy nếu hệ số hồi tiếp n thỏa mãn (10.26) thì trong mạch có dao động. Mạch có dao động hình sin (ở trạng thái xác lập) tại n_1 hoặc n_2.

Bước 6. Xác định trị số các linh kiện mắc trong mạch qua hệ số hồi tiếp n theo (10.18) và qua tần số dao động của mạch:

$$f_{dd} \approx f_{ch} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_1.C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (10.27)$$

10.5. Mạch điện các bộ tạo dao động *LC*

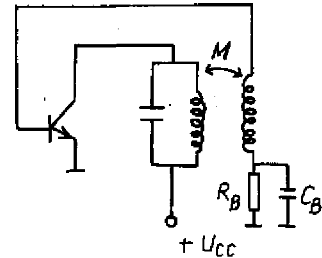
10.5.1. Vấn đề ổn định biên độ trong các bộ tạo dao động *LC*

1. Chế độ dao động mềm và dao động cứng. Để ổn định biên độ trong các bộ

tạo dao động LC thường dùng phương pháp di chuyển điểm làm việc của phần tử tích cực, điện trở R_E trên hình 10.3 làm nhiệm vụ đó. Khi mới đóng mạch, định thiên cho mặt ghép bazơ – emito được thực hiện nhờ mạch phân áp R_1, R_2. Khi đó mạch làm việc với góc cắt $\theta = 180^o$ tương ứng có chế độ dao động mềm. Hỗ dẫn của tranzistor tại điểm làm việc ban đầu khá lớn, do đó $KK_{ht} > 1$. Trong quá trình quá độ, biên độ dao động tăng dần làm cho hạ áp trên R_E tăng, dẫn đến định thiên cho mặt ghép bazo–emito giảm, mạch chuyển dần sang chế độ C, ứng với góc cắt $\theta < 90^o$, tương ứng có chế độ dao động cứng. Đồng thời hỗ dẫn trung bình giảm làm cho hệ số khuếch đại K giảm và tích KK_{ht} tiến tới bằng 1 ở chế độ xác lập. Trong sơ đồ này ta đã dùng hồi tiếp âm một chiều để dịch chuyển điểm làm việc từ khu vực có hỗ dẫn lớn sang khu vực có hỗn dẫn bé hơn để cho khi mới đóng mạch, mạch dễ dao động và sau đó mạch dao động ổn định ($KK_{ht} = 1$) ở trạng thái xác lập.

Cũng có thể dịch chuyển điểm làm việc bằng cách thay đổi định thiên tự cấp trên điện trở R_B của mạch bazo trên hình 10.4 theo nguyên tắc như đối với R_E trên hình 10.3.

2. *Hiện tượng dao động ngắt quãng.* Nếu chọn R_EC_E (hình 10.3) hoặc R_BC_B (hình 10.4) quá lớn thì ngay khi mạch đang ở trạng thái quá độ, điện áp bazo–emito đã quá âm làm cho tranzistor ngắt và mất dao động. Sau đó C_E phóng điện qua R_E, điện áp bazo–emito bớt âm dần. Sau một thời gian nào đó mạch dao động trở lại. Quá trình đó lặp đi lặp lại và trong mạch có dao động ngắt quãng. Ngược lại, nếu chọn R_EC_E (R_BC_B) quá nhỏ thì mạch có dao động với biên độ tăng dần ($KK_{ht} > 1$). Vì vậy cần chọn trị số R_EC_E (R_BC_B) hợp lý để trong mạch luôn luôn có dao động và mạch làm việc ở trạng thái xác lập khi $KK_{ht} = 1$.



Hình 10.4: Mạch tạo dao động định thiên tự cấp R_BC_B.

10.5.2. Mạch tạo dao động ghép biến áp

Mạch tạo dao động ghép biến áp cộng hưởng colecto được biểu diễn trên hình 10.5.

Trước hết ta xét điều kiện cân bằng pha của mạch. Giả sử điện áp tín hiệu đặt vào bazo tại một thời điểm nào đó là $\overline{U}_B$, điện áp trên colecto $\overline{U}_C$ được xác định theo (10.28):

$$\overline{U}_C = -SZ_c\overline{U}_B \tag{10.28}$$

Điện áp này tạo nên trong cuộn cảm colecto dòng điện $\overline{I}_L$:

$$\overline{I}_L = \frac{\overline{U}_C}{j\omega L} = -\frac{SZ_c\overline{U}_B}{j\omega L} \tag{10.29}$$

Dòng $\overline{I}_L$ cảm ứng sang cuộn thứ cấp điện áp hồi tiếp

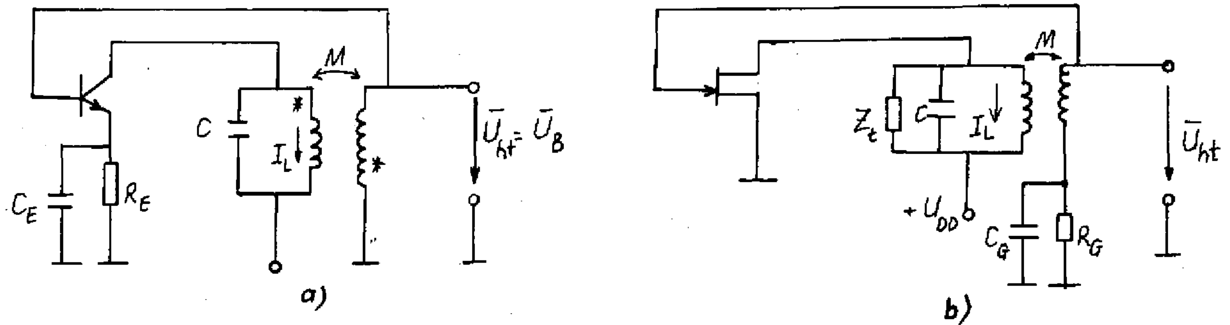
$$\overline{U}_{ht} = \overline{U'}_B \approx \overline{I}_L j\omega M$$

$$\approx -\frac{j\omega M}{j\omega L}SZ_c\overline{U}_B = -\frac{M}{L}SZ_c\overline{U}_B, \tag{10.30}$$

trong đó, M là hệ số hỗ cảm.

Để thỏa mãn điều kiện pha (10.3b), điện áp hồi tiếp $\overline{U}_{ht}$ phải đồng pha với điện áp ban đầu $\overline{U}_B$. Trong (10.30): S, Z_c, L đều dương, vậy M phải âm để $\overline{U}_{ht}$ và $\overline{U}_B$ đồng pha. Tóm lại, điều kiện cân bằng pha được thỏa mãn khi

$$M < 0 \tag{10.31}$$



Hình 10.5. Mạch tạo dao động ghép biến áp:
a) dùng tranzistor lưỡng cực; b) dùng tranzistor trường (Fet).

Để có hỗ cảm âm phải quấn cuộn sơ cấp và thứ cấp của biến áp hồi tiếp ngược chiều. Dấu "*" trên hình 10.5 đánh dấu các đầu của biến áp.

Để xét điều kiện biên độ (10.3a), tính K và K_{ht}.

$$K \approx -SZ_c \;, \tag{10.32}$$

trong đó,

$$\frac{1}{Z_c} = \frac{1}{R_{td}} + \frac{n^2}{h_{11e}} + \frac{1}{Z_t} \tag{10.33}$$

$$S = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \tag{10.34}$$

$$K_{ht} = -\frac{\overline{U}_B}{\overline{U}_c} = -\frac{M}{L} = -n \tag{10.35}$$

Lập tích

$$KK_{ht} \geq 1 \tag{10.36}$$

Thay (10.32)... (10.35) vào (10.36), nhận được:

$$n^2 - nh_{21e} + \frac{h_{11e}}{Z} \leq 0 \;, \tag{10.37}$$

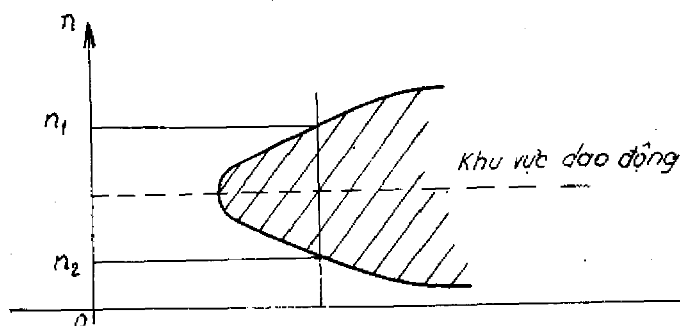
trong đó, $Z = R_{td} \,//\, Z_t$

Cho vế trái của (10.37) bằng không và giải ra, ta có:

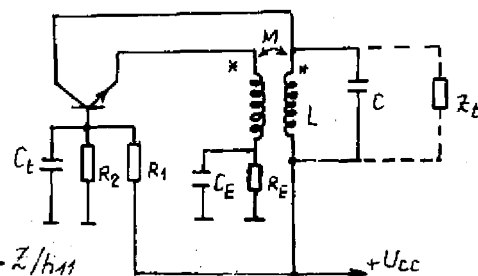
$$n_{1,2} = \frac{h_{21e}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{h_{21e}}{2}\right)^2 - \frac{h_{11e}}{Z}} \tag{10.38}$$

Biểu thức (10.38) giống (10.25), do đó mọi kết luận đã xét đối với (10.25) đều đúng cho trường hợp này.

Có thể biểu diễn hệ số hồi tiếp n theo tải chuẩn như trên hình 10.6. Theo đó, ứng với mỗi tải, có thể xác định được một hệ số hồi tiếp thích hợp để mạch dao động được.



Hình 10.6. Đặc tuyến biểu diễn hệ số hồi tiếp theo tải chuẩn.



Hình 10.7. Mạch tạo dao động mắc theo sơ đồ bazo chung. Giả thiết $R_E >> h_{11b}$.

Để tạo dao động có tần số cao, dùng sơ đồ bazo chung trên hình 10.7. Trong sơ đồ bazo chung, điện áp vào và ra cùng pha, nên mạch thỏa mãn điều kiện cân bằng pha khi $M>0$. Điều kiện biên độ cũng giống sơ đồ emito chung, nếu thay h_{21e}, h_{11e} bởi h_{21b} và h_{11b}.

10.5.3. Các loại mạch ba điểm

10.5.3.1. Nguyên tắc thiết lập mạch ba điểm. Các mạch tạo dao động LC nói chung đều có thể đưa về một kết cấu chung theo hình 10.8a. Trong đó A_1 là một bộ khuếch đại bất kỳ (tranzistor, Fet, khuếch đại thuật toán,...) Bộ khuếch đại này có thể biểu diễn theo sơ đồ tương đương 10.8b, trong đó U_d là điện áp vào, K_1 là hệ số khuếch đại không tải, r_r là điện trở ra của bộ khuếch đại.

Theo hình 10.8, ta tính được:

Hệ số hồi tiếp: $$\overline{K}_{ht} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \tag{10.39}$$

Hệ số khuếch đại khi có tải của mạch:

$$\overline{K} = \frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_d} = -K_1 \frac{Z_t}{r_r + Z_t} \tag{10.40}$$

với $$Z_t = Z_2 // (Z_1 + Z_3) \tag{10.41}$$

Lập tích $\overline{K}\overline{K}_{ht}$ và thay (10.39)... (10.41) vào, ta có:

$$\overline{K}\overline{K}_{ht} = -K_1 \frac{Z_2 Z_1}{r_r(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2(Z_1 + Z_3)} \tag{10.42}$$

Giả thiết các trở kháng Z_1, Z_2, Z_3 thuần kháng:

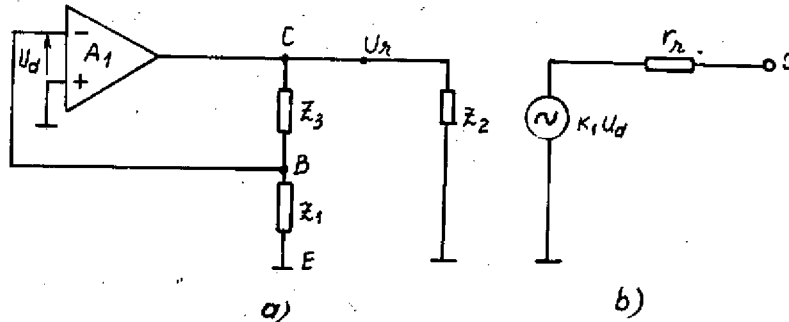
$$Z_1 = jX_1; \quad Z_2 = jX_2 \quad \text{và} \quad Z_3 = jX_3$$

Thay vào (10.42), lúc đó

$$KK_{ht} = -K_1 \frac{X_1X_2}{r_r(X_1 + X_2 + X_3) + X_2(X_1 + X_3)} \quad (10.43)$$

Khung dao động gồm các phần tử X_1, X_2 và X_3.

Thường tần số dao động gần bằng tần số cộng hưởng riêng của khung, nên tại tần số



Hình 10.8. a) Sơ đồ tổng quát mạch tạo dao động ba điểm;
b) Sơ đồ tương đương của A_1 trong a).

dao động :

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (10.44)$$

Do đó từ (10.43) suy ra :

$$KK_{ht} = -K_1 \frac{X_1}{X_1 + X_3} \quad (10.45)$$

Từ (10.44) suy ra :

$$X_1 + X_3 = -X_2,$$

do đó (10.45) viết lại là :

$$KK_{ht} = K_1 \frac{X_1}{X_2} \quad (10.46)$$

Theo điều kiện cân bằng pha, để có hồi tiếp dương,tổng di pha do mạch khuếch đại và mạch hồi tiếp gây nên phải bằng không tức $KK_{ht} > 0$, do đó từ (10.46) suy ra $X_1.X_2 > 0$ và X_3 trái dấu với X_1 và X_2. Từ đó ta suy ra hai loại mạch ba điểm:

1. Mạch ba điểm điện cảm:

$$X_1, X_2 > 0 \text{ và } X_3 < 0. \quad (10.47)$$

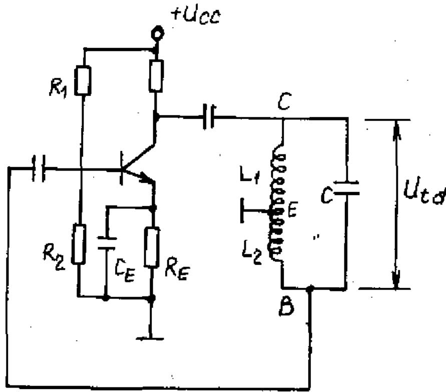
2. Mạch ba điểm điện dung:

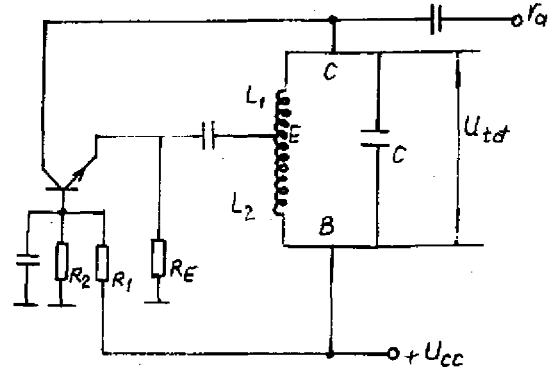
$$X_1, X_2 < 0 \text{ và } x_3 > 0. \quad (10.48)$$

10.5.3.2. Mạch ba điểm điện cảm (mạch Hartley). Như đã phân tích trong 10.5.3.2, mạch điện trên hình 10.9a và 10.9b thỏa mãn điều kiện (10.47) nghĩa là thỏa mãn điều kiện cân bằng pha, vì :

$X_1 = X_{BE} = \omega L_2 > 0$; $X_2 = X_{CE} = \omega L_1 > 0$ và

$X_3 = X_{CB} = -\dfrac{1}{\omega C} < 0.$





Hình 10.9. Mạch tạo dao động ba điểm điện cảm:
a) sơ đồ emito chung; b) sơ đồ bazo chung.

Do đó ta chỉ còn cần quan tâm đến điều kiện biên độ. Ta tính được cho mạch 10.9a:

$$K_{ht} = -\frac{U_B^{*}}{U_C} = -\frac{L_2}{L_1} = -n \tag{10.49}$$

và
$$K \approx -SZ_c = -\frac{h_{21e}}{h_{11e}}\,[p^2 R_{td} \,//\, \frac{h_{11e}}{n^2}]\,, \tag{10.50}$$

trong đó p là hệ số ghép giữa tranzistor và mạch

$$p = \frac{U_{CE}}{U_{td}} = \frac{L_1}{L_1 + L_2} \tag{10.51}$$

Thay (10.49)... (10.51) vào (10.3a):

$$(1+n)^2 h_{11e} + n^2 R_{td} - n R_{td} h_{21e} \le 0 \tag{10.52}$$

(10.52) hoàn toàn trùng hợp với (10.23), nên cách lập luận và các kết quả (10.24), (10.25) và (10.26) đều đúng cho trường hợp này.

Tần số dao động của mạch được xác định theo (10.53):

$$f_{dd} \approx f_{ch} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C}} \tag{10.53}$$

Trường hợp dùng mạch bazo chung hình 10.9b để tạo dao động tần số cao, cũng cho các kết quả như vậy, nhưng trong các biểu thức trên phải thay h_{11e} và h_{21e} bởi h_{11b} và h_{21b}

và K_{ht} và p được xác định lần lượt theo (10.54) và (10.55)

$$K_{ht} = \frac{U_{BE}}{U_{CB}} = \frac{L_2}{L_1 + L_2} = n \quad (10.54)$$

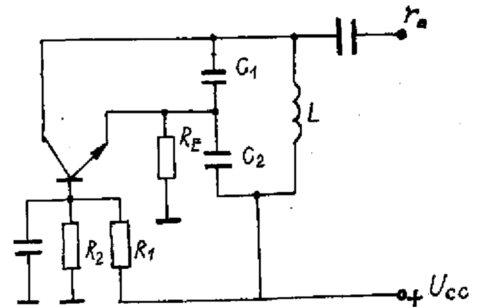
$$p = 1. \quad (10.55)$$

10.5.3.3. Mạch ba điểm điện dung (Colpits). Mạch ba điểm điện dung mắc theo sơ đồ emito đã được xét trong ví dụ ở tiết 10.4. Xét thêm điều kiện cân bằng pha của sơ đồ 10.3:

$$X_1 = X_{BE} = -\frac{1}{\omega C_2} < 0$$

$$X_2 = X_{CE} = -\frac{1}{\omega C_1} < 0$$

và $$X_3 = X_{CB} = \omega L > 0.$$



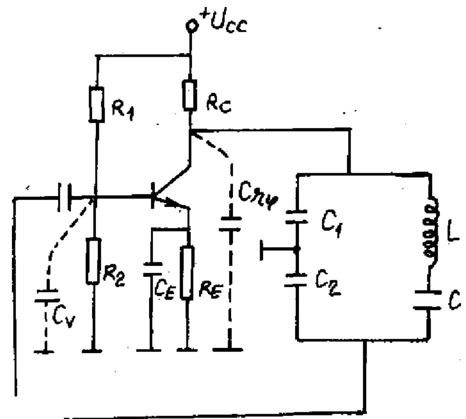
Hình 10.10. Mạch ba điểm điện dung mắc bazơ chung.

Vậy, xét về pha mạch thỏa mãn điều kiện (10.48). Ta xét thêm mạch ba điện dung mắc theo sơ đồ bazơ chung trên hình 10.10.

Với sơ đồ này:

$$K_{ht} = \frac{U_{BE}}{U_{CB}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad \text{và} \quad p = 1 \quad (10.56)$$

10.5.3.4. Mạch Clapp. Mạch Clapp (hình 10.11) là một biến dạng của mạch ba điểm điện dung. Ở đây nhánh điện cảm trong sơ đồ 10.3 được thay bởi một mạch cộng hưởng gồm L và C nối tiếp mà trị số của chúng được chọn sao cho mạch có trở kháng tương đương với một điện cảm tại $f = f_{dd}$, nghĩa là $\omega_{dd}L > \frac{1}{\omega_{dd}C}$.



Hệ số ghép giữa tranzistor và khung cộng hưởng được xác định như sau:

$$p = \frac{U_{CE}}{U_{td}} = \frac{C_{td}}{C_1} \quad (10.57)$$

Hình 10.11. Mạch tạo dao động theo sơ đồ Clapp.

trong đó, $$\frac{1}{C_{td}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C}$$

Thường chọn $C << C_1, C_2$, do đó $C \approx C_{td}$ (10.58)

Biểu thức (10.57) được viết gần đúng:

$$p \approx \frac{C}{C_1} << 1 \tag{10.59}$$

Nghĩa là khung cộng hưởng ghép rất lỏng với phần tử tích cực nhằm giảm ảnh hưởng của các điện dung phân bố của phần tử tích cực (điện dung ra, điện dung vào) đến tần số dao động của mạch.

Tần số dao động của mạch:

$$f_{dd} \approx f_{ch} = \frac{1}{\sqrt{LC_{td}}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{10.60}$$

Vậy C_1, C_2 là các điện dung song song với điện dung ra và điện dung vào của tranzistor, hầu như không tham gia quyết định tần số dao động của mạch. Vì vậy sơ đồ Clapp cho phép tạo dao động có tần số ổn định hơn các loại sơ đồ ba điểm khác.

Điều kiện cân bằng pha và cân bằng biên độ của mạch được phân tích hoàn toàn như đối với sơ đồ ba điểm điện dung. Theo điều kiện cân bằng biên độ (10.3a) xác định được:

$$n^2R_{td} - nh_{21e}R_{td} + h_{11e}(\frac{C_1}{C})^2 \leq 0.$$

Từ đó tính được:

$$n_{1,2} = \frac{h_{21e}}{2} \pm \sqrt{(\frac{h_{21e}}{2})^2 - \frac{h_{11e}}{R_{td}}(\frac{C_1}{C})^2} \tag{10.61}$$

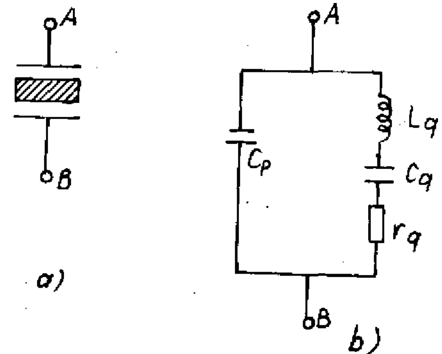
là hệ số hồi tiếp cần thiết để mạch có dao động xác lập khi $KK_{ht} = 1$.

10.5.4. Các mạch tạo dao động dùng thạch anh

10.5.4.1. Tính chất và mạch tương đương của thạch anh. Khi yêu cầu mạch tạo dao động có tần số ổn định cao mà dùng các biện pháp thông thường như ổn định nguồn cung cấp, ổn định tải,... vẫn không đảm bảo được độ ổn định tần số yêu cầu thì phải dùng thạch anh để ổn định tần số, vì thạch anh có những đặc tính vật lý rất đáng quý như độ bền cơ học cao, ít chịu ảnh hưởng của nhiệt độ; độ ẩm và tác dụng hóa học.

Thạch anh có tính chất áp điện, nghĩa là dưới tác dụng của điện trường thì sinh ra dao động cơ học và ngược lại khi có dao động cơ học thì sinh ra điện tích, do đó có thể dùng thạch anh như một khung cộng hưởng. Tính chất dao động của thạch anh được biểu diễn bởi sơ đồ tương đương hình 10.12b, trong đó L_q, C_q và r_q phụ thuộc vào kích thước khối thạch anh và cách cắt khối thạch anh. Thạch anh có kích thước càng nhỏ thì L_q, C_q, r_q càng nhỏ, nghĩa là tần số cộng hưởng riêng của nó càng cao. L_q, C_q, r_q có tính ổn định cao. C_p là điện dung giá đỡ, tính ổn định của C_p kém hơn.

Với thạch anh 1 MHz thì L_q = 1,5H; C_q = 0,016 pF; r_q = 60Ω và C_p = 1pF... 5pF.



Hình 10.12. a) sơ đồ quy ước của thạch anh; b) sơ đồ tương đương về điện của thạch anh.

Thường r_q rất nhỏ, nên khi tính toán người ta bỏ qua. Với giả thiết $r_q \approx 0$, thì trở kháng tương đương của thạch anh được xác định theo (10.62):

$$Z_q = X_q = \frac{(j\omega L_q + \frac{1}{j\omega C_q})\frac{1}{j\omega C_p}}{\frac{1}{j\omega C_q} + j\omega L_q + \frac{1}{j\omega C_p}} = j\frac{\omega^2 L_q C_q - 1}{\omega(C_p + C_q - \omega^2 L_q C_q C_p)} \quad (10.62)$$

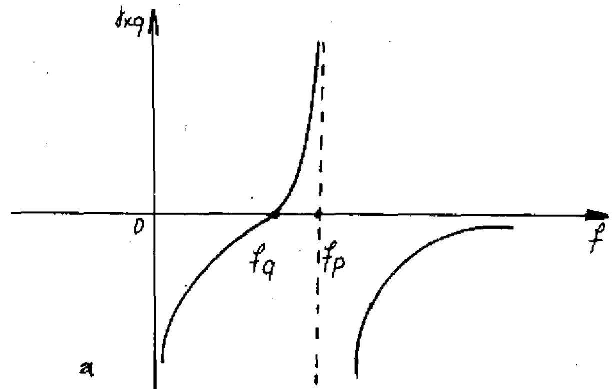
Từ (10.62) suy ra thạch anh có 2 tần số cộng hưởng: một tần số cộng hưởng nối tiếp f_q ứng với $Z_q = 0$ và một tần số cộng hưởng song song f_p ứng với $Z_q = \infty$, với

$$f_q = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q C_q}} \quad (10.63)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{C_p + C_q}{L_q C_q C_p}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q C_{td}}} = f_q\sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p}}, \quad (10.64)$$

trong đó, $C_{td} = \frac{C_q C_p}{C_q + C_p}$

C_p càng lớn so với C_q thì f_q càng gần với f_p. Từ biểu thức (10.62) vẽ đặc tính điện kháng của thạch anh theo tần số như trên hình 10.13a. Thường sản xuất các thạch anh với tần số f_q=1 kHz đến 100 MHz. Các thạch anh tần số thấp hơn ít được sản xuất hơn, vì loại này kích thước lớn và đắt tiền.



Hình 10.13a Đặc tính điện kháng của thạch anh.

Các tính chất về điện của thạch anh có thể tóm tắt như sau:

+ Phẩm chất cao: $Q \approx 10^4 ... 10^5$;

+ Tỷ số L_q/C_q rất lớn, do đó trở kháng tương đương của thạch anh $R_{td} = \frac{L_q}{C_q r_q}$ rất lớn;

+ $C_q << C_p$;

+ Tính tiêu chuẩn của thạch anh rất cao, với khung dao động thạch anh có thể đạt được độ ổn định tần số:

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx 10^{-6} ... 10^{-10}.$$

Để thay đổi tần số cộng hưởng của thạch anh trong một phạm vi hẹp, người ta mắc nối tiếp với thạch anh một tụ biến đổi C_s như trên hình 10.13b.

Lúc này trở kháng tương đương của mạch

$$Z'_q = \frac{1}{j\omega C_s}\frac{C_q + C_p + C_s - \omega^2 L_q C_q (C_p + C_s)}{C_p + C_q - \omega^2 L_q C_q C_p} \quad (10.65)$$

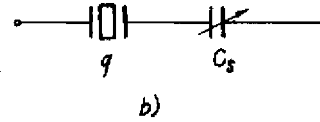
Do đó tần số cộng hưởng nối tiếp của mạch:

$$f'_q = f_q\sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p + C_s}} \quad (10.66)$$

Từ (10.66) xác định được lượng thay đổi tần số nhờ mắc thêm C_s vào:

$$\frac{\Delta f}{f_q} = \frac{f'_q - f_q}{f_q} = \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p + C_s}} - 1$$

$$\approx \frac{1}{2}\ \frac{C_q}{C_p + C_s} \quad (10.67)$$



Hình 10.13. Một biện pháp để thay đổi tần số cộng hưởng riêng của thạch anh.

Ngoài ra, vì C_p ổn định kém, do đó để giảm ảnh hưởng của C_p, người ta mắc thêm một tụ C_o song song với C_p. Lúc đó

$$Z_q = j\,\frac{\omega^2 L_q C_q - 1}{\omega[C_p + C_o + C_q - \omega^2 L_q C_q(C_p + C_o)]} \quad (10.68)$$

Do đó tần số cộng hưởng song song

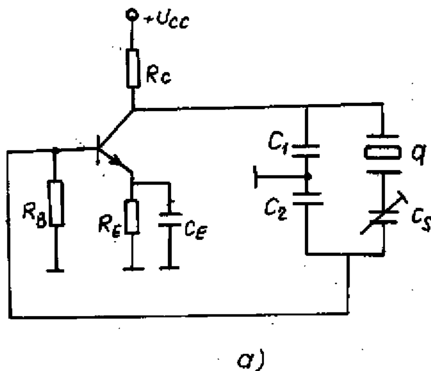
$$f_p = f_q\sqrt{1 + \frac{C_q}{C_o + C_p}} \quad (10.69)$$

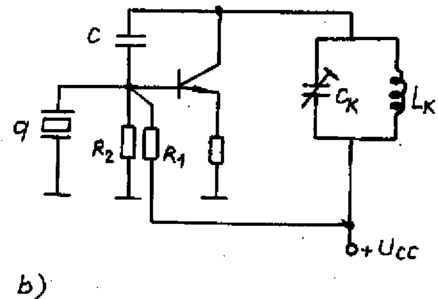
Khi $C_o >> C_q$ thì $f_p \approx f_q$

Do mắc thêm C_o nên tần số cộng hưởng song song f_p giảm xuống gần bằng tần số cộng hưởng nối tiếp f_q và f_p hầu như không phụ thuộc vào C_p và C_o. Nhưng cũng vì vậy mà phẩm chất của mạch $Q = \frac{1}{r}\sqrt{\frac{L}{C}}$ giảm, vì C tăng.

10.5.4.2. Mạch điện bộ tạo dao động dùng thạch anh với tần số cộng hưởng song song.

Mạch điện trên hình 10.14a là một dạng mạch ba điểm điện dung. Nhánh có thạch anh mắc nối tiếp với tụ điện C tương đương với một điện cảm, nghĩa là tần số dao động của mạch





Hình 10.14. Mạch tạo dao động dùng thạch anh với tần số cộng hưởng song song.

phải thỏa mãn điều kiện (10.70) và trị số của tụ C chọn theo điều kiện (10.71)

$$f_q < f_{dd} < f_p \tag{10.70}$$

$$\frac{1}{\omega_{dd} C_s} < \omega_{dd} L_{td} , \tag{10.71}$$

trong đó, L_{td} là điện cảm tương đương của thạch anh.

Ngoài ra, giống như trong mạch Clapp, trị số của C còn được chọn theo điều kiện (10.72) để giảm ảnh hưởng của điện dung ra và điện dung vào đến tần số dao động của mạch.

$$C_s << C_1, C_2 \tag{10.72}$$

Tần số dao động của mạch có thể xác định gần đúng như sau:

$$f_{dd} \approx f_p \tag{10.73}$$

Với sơ đồ 10.14b điều kiện pha chỉ được thỏa mãn khi thạch anh tương đương với một điện cảm L_{td} tại tần số dao động, nghĩa là

$$f_p > f_{dd} > f_q$$

Lúc đó ta có mạch ba điểm điện cảm gồm

$$Z_1 = Z_{BE} = j\omega L_{td} > 0; \qquad Z_2 = Z_{CE} = Z_{td} > 0$$

$$Z_3 = Z_{CB} = -j \frac{1}{\omega C} < 0.$$

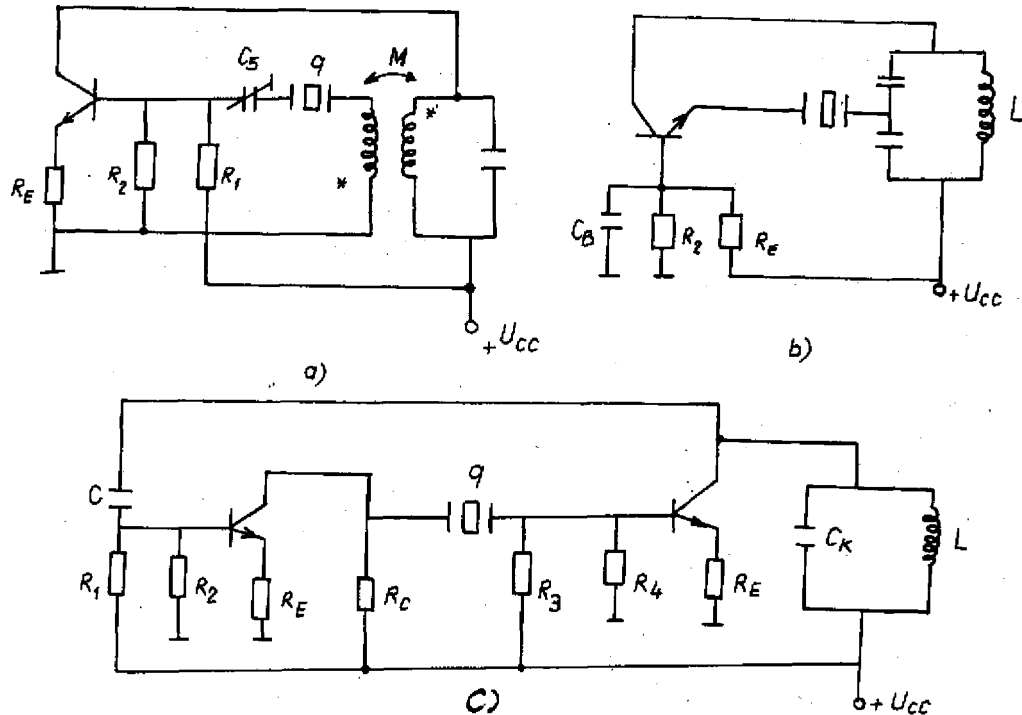
Ở đây Z_{td} là trở kháng tương đương của khung cộng hưởng song song, để $Z_{td} > 0$ mạch phải thỏa mãn điều kiện (10.74)

$$f_{dd} < f_{ch} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}} \tag{10.74}$$

Điều kiện biên độ được xét như đối với mạch ba điểm điện cảm thông thường.

10.5.4.3. Mạch tạo dao động dùng thạch anh với tần số cộng hưởng nối tiếp. Trong ba sơ đồ trên hình 10.15, thạch anh đều được mắc trong mạch hồi tiếp và đóng vai trò như một phần tử ghép có tính chọn lọc đối với tần số.

Khi tần số dao động $f_{dd} \approx f_q$ thì trở kháng thạch anh $Z_q \approx 0$ do đó hạ áp trên thạch anh nhỏ làm cho điện áp hồi tiếp về bazo tăng và mạch có dao động với tần số dao động $f_{dd} = f_q$. Sơ đồ 10.15a là sơ đồ ghép biến áp mắc theo kiểu emito chung, sơ đồ 10.15b là sơ đồ ba điểm điện dung mắc theo kiểu bazo chung, còn sơ đồ 10.15c là sơ đồ gồm hai tầng khuếch đại mắc nối tiếp. Góc di pha tổng của chúng $\varphi = 180^o$, do đó điều kiện pha được thỏa mãn. Tụ điện C và trở kháng vào của T_1 tạo nên mạch hồi tiếp phân áp.



Hình 10.15. Mạch tạo dao động dùng thạch anh với tần số cộng hưởng nối tiếp:
a) sơ đồ hồi tiếp biến áp; b) sơ đồ ba điểm điện dung;
c) sơ đồ hồi tiếp qua 2 tầng khuếch đại.

10.6. Mạch điện các bộ tạo dao động *RC*

10.6.1. Đặc điểm chung của các bộ tạo dao động *RC*

1. Các bộ tạo dao động *RC* thường được dùng ở phạm vi tần số thấp thay cho các bộ tạo dao động *LC*, vì kích thước của bộ tạo dao động *LC* ở tần số thấp quá lớn (do kích thước của cuộn cảm *L*).

2. Trong mạch điện bộ tạo dao động *RC* không có cuộn cảm, do đó có thể chế tạo nó thuận tiện dưới dạng vi mạch.

3. Với cùng một điện dung biến đổi, có thể điều chỉnh được tần số dao động của bộ tạo dao động *RC* trong phạm vi rộng hơn so với bộ tạo dao động *LC*. Vì trong bộ tạo dao động *RC*, tần số dao động tỷ lệ với $\frac{1}{C}$; còn trong bộ tạo dao động *LC* tần số dao động tỷ lệ với $\frac{1}{\sqrt{C}}$.

4. Khâu hồi tiếp của các bộ tạo dao động *RC* chỉ bao gồm các phần tử *RC*, nghĩa là nó không có tính cộng hưởng tại tần số cơ bản như trong các bộ tạo dao động *LC*, vì vậy để giảm méo, yêu cầu bộ khuếch đại làm việc ở chế độ *A*.

5. Vì khâu hồi tiếp (gồm các phần tử RC) phụ thuộc tần số, nên mạch sẽ tạo được dao động tại tần số mà điều kiện pha (10.3b) được thỏa mãn.

10.6.2. Bộ tạo dao động dùng mạch di pha trong mạch hồi tiếp

Điều kiện pha của mạch điện hình 10.16 được thỏa mãn khi chọn số khâu RC đủ lớn. Bản thân phần tử khuếch đại đã có di pha 180°, do đó mạch hồi tiếp cũng phải có góc pha 180°. Hàm truyền đạt và góc di pha của mỗi khâu RC trên hình 10.16 được xác định như sau:

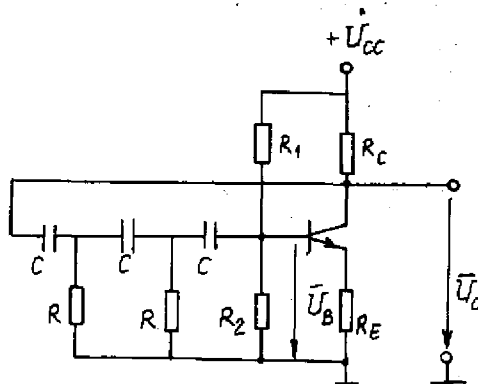
$$K_{RC} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (10.75a)$$

$$\varphi_{RC} = -\text{arctg}\,\frac{1}{\omega CR} \quad (10.75b)$$

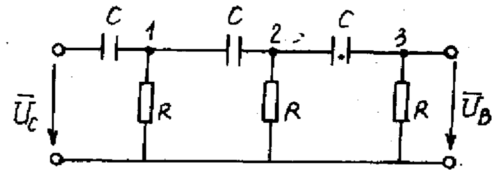
Theo (10.75b) mỗi khâu RC chỉ có thể tạo ra một góc di pha $\varphi_{RC} < 90^{\circ}$ khi R và C có trị số khác không. Vì vậy muốn đảm bảo điều kiện pha, mạch hồi tiếp phải có tối thiểu ba khâu RC, mỗi khâu thực hiện một góc di pha $\varphi_{RC} = 60^{\circ}$. Nếu dùng 4 khâu thì $\varphi_{RC} = 45^{\circ}$.

Có thể dùng các khâu RC có trị số khác nhau, nhưng để đơn giản dùng ba khâu RC như nhau. Trên hình 10.16 để đảm bảo ba khâu mạch giống nhau, mạch phải có các linh kiện thỏa mãn (10.76)

$$R_1 \,//\, R_2 \,//\, r_{BE} = R \quad (10.76)$$



Hình 10.16. Mạch tạo dao động dùng mạch di pha trong mạch hồi tiếp.



Hình 10.17. Mạch hồi tiếp dùng ba khâu di pha RC thông cao.

Để tính hệ số truyền đạt của mạch di pha RC ba khâu, viết phương trình dòng điện cho nút 1, 2, 3 trên hình 10.17, rồi dùng phương pháp thế để giải, ta xác định được

$$\overline{K}_{ht} = \frac{\overline{U}_B}{\overline{U}_C} = \frac{1}{1 - 5\alpha^2 - j\alpha(6 - \alpha^2)}, \quad (10.77a)$$

trong đó, $\alpha = \frac{1}{\omega RC}$.

Từ đó suy ra modyn của hệ số hồi tiếp:

$$K_{ht} = \frac{1}{\sqrt{(1-5\alpha^2)^2 + \alpha^2(6-\alpha^2)^2}} \quad (10.77b)$$

và góc pha của mạch hồi tiếp:

$$\varphi_{ht} = \text{arctg}\frac{\alpha(6-\alpha^2)}{1-5\alpha^2} \quad (10.78)$$

Với mạch di pha này, $\varphi_{ht} = \pi$ khi $\alpha^2 = 6$.

Do đó $$\omega_{dđ} = \frac{1}{\sqrt{6}RC} \quad (10.79)$$

Thay $\alpha^2 = 6$ vào (10.77b) xác định được giá trị của K_{ht} tại tần số dao động:

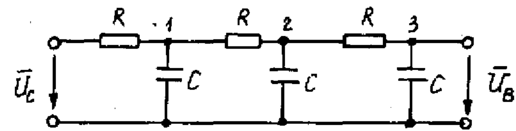
$$K_{ht} = -\frac{1}{29} \quad (10.80)$$

Bằng cách tương tự, tính được tần số dao động và hệ số truyền đạt đối với mạch di pha 4 khâu như sau:

$$\varphi_{ht} = \pi \quad \text{khi} \quad \omega_{dđ} = \frac{1}{\sqrt{\frac{10}{7}}RC} \quad \text{và} \quad K_{ht} = -\frac{1}{18{,}4}$$

Người ta thấy rằng số khâu của mạch hồi tiếp càng tăng thì đạo hàm $\frac{\partial\varphi_{ht}}{\partial\omega}$ càng lớn, do đó càng thuận lợi đối với yêu cầu về độ ổn định tần số.

Trong sơ đồ 10.16 và 10.17 mạch di pha gồm các khâu RC thông cao, thực tế cũng có thể dùng các khâu lọc thông thấp như trên hình 10.18.



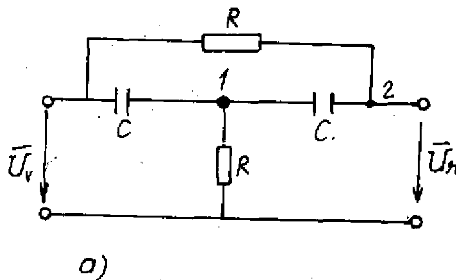
Hình 10.18. Mạch hồi tiếp dùng ba khâu di pha RC thông thấp.

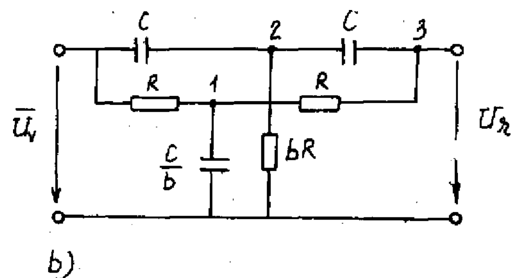
Đối với các khâu lọc thông thấp RC, người ta tính được

với $n = 3$, $\varphi_{ht} = \pi$ khi $\omega_{dđ} = \frac{\sqrt{6}}{RC}$ và $K_{ht} = -\frac{1}{29}$ và với $n = 4$, $\varphi_{ht} = \pi$ khi $\omega_{dđ} = \frac{\sqrt{\frac{10}{7}}}{RC}$ và $K_{ht} = -\frac{1}{18{,}4}$, trong đó n là số khâu di pha RC.

10.6.3. Bộ tạo dao động dùng mạch lọc T và T–kép trong mạch hồi tiếp.

Mạch lọc T và T–kép được biểu diễn trên hình 10.19.





Hình 10.19. a) mạch lọc T; b) mạch lọc T kép.

Với mạch lọc T, viết phương trình dòng điện cho nút *1* và nút *2*, từ đó xác định được hệ số truyền đạt:

$$\overline{K}_{ht} = \frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_V} = \frac{\alpha^2 - 1 + j2\alpha}{\alpha^2 - 1 + j3\alpha} \qquad (10.81)$$

trong đó,

$$\alpha = \frac{1}{\omega RC}$$

Vậy modyn và pha của hệ số truyền đạt là

$$K_{ht} = \sqrt{\frac{(\alpha^2 - 1)^2 + 4\alpha^2}{(\alpha^2 - 1)^2 + 9\alpha^2}} \qquad (10.82a)$$

$$\varphi_{ht} = \text{arctg}\,\frac{\alpha(1 - \alpha^2)}{(\alpha^2 - 1)^2 + 6\alpha^2} \qquad (10.82b)$$

Vậy $\varphi_{ht} = 0$ khi $\alpha = 1$ tức $\omega_{dd} = \dfrac{1}{RC}$

Thay $\alpha = 1$ vào (10.82a) tìm được:

$$K_{ht} = K_{htmin} = \frac{2}{3} \qquad (10.82c)$$

Với mạch T kép cho $b = \dfrac{1}{2}$ tính được:

$$\overline{K}_{ht} = \frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_v} = \frac{\alpha^2 - 1}{(\alpha^2 - 1) + j4\alpha} \qquad (10.83)$$

$$\alpha = \frac{1}{\omega RC}$$

Do đó modyn

$$K_{ht} = \frac{\alpha^2 - 1}{\sqrt{(\alpha^2 - 1)^2 + 16\alpha^2}} \qquad (10.84a)$$

và pha

$$\varphi_{ht} = \text{arctg}\,\frac{-4\alpha}{\alpha^2 - 1} = \text{arctg}\,\frac{4\alpha}{1 - \alpha^2} \qquad (10.84b)$$

Khi $\alpha = 1$ thì $\omega_{dd} = \dfrac{1}{RC}$ và $\varphi_{ht} = \pm\dfrac{\pi}{2}$

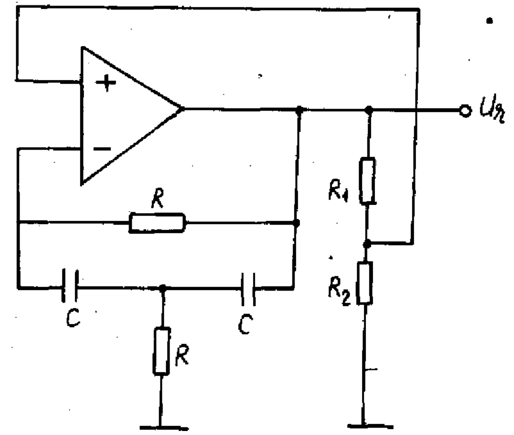
Thay $\alpha = 1$ vào (10.84a) suy ra

$$K_{ht} = K_{htmin} = 0 \qquad (10.85c)$$

Trong mạch lọc T–kép, nếu lấy $b > 1/2$ thì với $\alpha = 1$, $\omega_{dd} = \dfrac{1}{RC}$ sẽ có $K_{ht} = K_{htmin} \approx 0$ và $\varphi_{ht} = 0$. Đây là trường hợp mạch cầu T–kép lệch cân bằng và hay được dùng trong các bộ tạo dao động.

Ta thấy rằng tại tần số $\omega_{dd} = \dfrac{1}{RC}$ ($\alpha = 1$), hệ số truyền đạt của cả hai loại mạch này đều đạt cực tiểu và góc di pha là $\varphi_{ht} = 0$. Vì vậy, trong trường hợp bộ khuếch đại đã có góc

di pha là 180^o thì dùng các mạch T và T-kép không thỏa mãn được điều kiện cân bằng pha, hơn nữa điều kiện cân bằng biên độ cũng khó thỏa mãn, vì tại $\omega_{dd} = \frac{1}{RC}$ hệ số truyền đạt của mạch hồi tiếp quá bé, nghĩa là yêu cầu bộ khuếch đại phải có hệ số khuếch đại rất lớn. Vì vậy các mạch T và T-kép chỉ được mắc trong nhánh hồi tiếp âm của bộ khuếch đại và làm nhiệm vụ chọn lọc tần số. Để mạch có thể tạo được dao động phải có thêm một nhánh hồi tiếp dương không phụ thuộc tần số sao cho mạch chỉ dao động được khi lượng hồi tiếp âm qua mạch T hoặc T-kép là nhỏ nhất, tức là lúc $\alpha = 1$ và $\omega_{dd} = \frac{1}{RC}$.



Hình 10.20. Mạch tạo dao động dùng khuếch đại thuật toán có mạch T trong mạch hồi tiếp.

Trên hình 10.20 là một ví dụ về mạch tạo dao động dùng khuếch đại thuật toán có mạch T mắc trong mạch hồi tiếp.

Mạch hồi tiếp dương gồm R_1, R_2.

Mạch hồi tiếp âm là mạch T. Tại $\omega = \omega_{dd}$ thì $K_{ht(-)} = \frac{2}{3}$. Do bộ khuếch đại thuật toán có hệ số khuếch đại K_o rất lớn, nên

$$K_{ht(+)} = K_{ht(-)} \text{ và}$$

$$K_{ht(+)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2}{3} \tag{10.85}$$

Từ đó suy ra điều kiện (10.86)

$$R_2 = 2R_1 \tag{10.86}$$

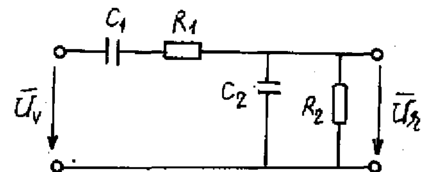
chính là điều kiện cân bằng biên độ của mạch.

Tương tự như vậy, có thể thay mạch T trong hình 10.20 bởi mạch T-kép và tính điều kiện biên độ cho nó.

Bộ tạo dao động dùng mạch T-kép cho độ ổn định tần số cao hơn dùng mạch T.

10.6.4. Bộ tạo dao động dùng mạch cầu Viên trong mạch hồi tiếp

Mạch cầu Viên được tạo ra bởi mạch lọc thông dải có dạng như trên hình 10.21.



Hình 10.21. Mạch lọc thông dải – một phần của mạch cầu Viên.

Hệ số truyền đạt của mạch:

$$\overline{K}_{ht} = \frac{\overline{U}_r}{\overline{U}_V} =$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1})} \tag{10.87}$$

Từ (10.87) xác định modyn và pha:

$$K_{ht} = \frac{1}{\sqrt{(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1})^2 + (\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1})^2}} \qquad (10.88a)$$

$$\varphi_{ht} = -\text{arctg}\frac{\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} \qquad (10.88b)$$

Trường hợp $C_1 = C_2 = C$ và $R_1 = R_2 = R$ ta có:

$$K_{ht} = \frac{1}{\sqrt{9 + (\omega RC - \frac{1}{\omega RC})^2}} = \frac{1}{\sqrt{9 + (\frac{1}{\alpha} - \alpha)^2}} \qquad (10.89a)$$

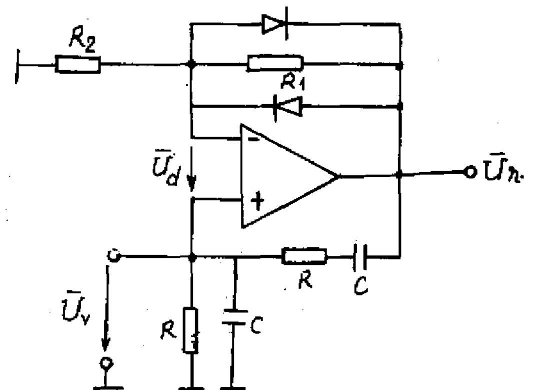
và

$$\varphi_{ht} = \text{arctg}\frac{-\omega CR + \frac{1}{\omega CR}}{3} = \frac{-\frac{1}{\alpha} + \alpha}{3}, \qquad (10.89b)$$

trong đó, $\alpha = \frac{1}{\omega RC}$;

$\varphi_{ht} = 0$ khi $\omega_{dd} = \frac{1}{RC}$

và $K_{ht} = K_{htmax} = \frac{1}{3}$



Hình 10.22. Bộ tạo dao động dùng mạch cầu Viên trong mạch hồi tiếp.

Tại tần số dao động, mạch có hệ số truyền đạt (hệ số hồi tiếp) lớn nhất và góc di pha bằng không, do đó có thể dùng mạch này kết hợp với bộ khuếch đại thuận ($\varphi_k = 360^0$) để tạo hồi tiếp dương làm nhiệm vụ tạo dao động. Trên hình 10.22 là một mạch tạo dao động như vậy. Nhánh R_1, R_2 tạo thành một mạch hồi tiếp âm. Mạch hồi tiếp âm R_1, R_2 cùng với mạch lọc thông dải tạo thành mạch cầu Viên mà nhánh chéo thứ nhất là $\bar{U}_d$ và nhánh chéo thứ hai là $\bar{U}_r$. Mạch dao động ứng với ω_{dd} khi $K_{ht(+)} = K_{ht(+)max} = \frac{1}{3}$. Nhánh hồi tiếp âm không phụ thuộc tần số.

Vì $K_{ht(+)} = \frac{1}{3}$ nên để đảm bảo điều kiện cân bằng biên độ, hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại có hồi tiếp âm phải bằng 3; nghĩa là

$$K' = \frac{K_0}{1 + K_0 K_{ht(-)}} = \frac{1}{\frac{1}{K_0} + K_{ht(-)}} \approx \frac{1}{K_{ht(-)}} = 3$$

hay $$K_{ht(-)} = \frac{1}{3} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$ Từ đó suy ra

$$R_1 = 2R_2$$

Đây cũng chính là điều kiện cân bằng của cầu. Thực tế khi cầu cân bằng, điện áp hồi tiếp về $U_d = 0$, do đó mạch không thể dao động được. Vì vậy, người ta điều chỉnh cho cầu lệch cân bằng chút ít, nghĩa là :

$R_1 > 2R_2$ một lượng ε nào đó.

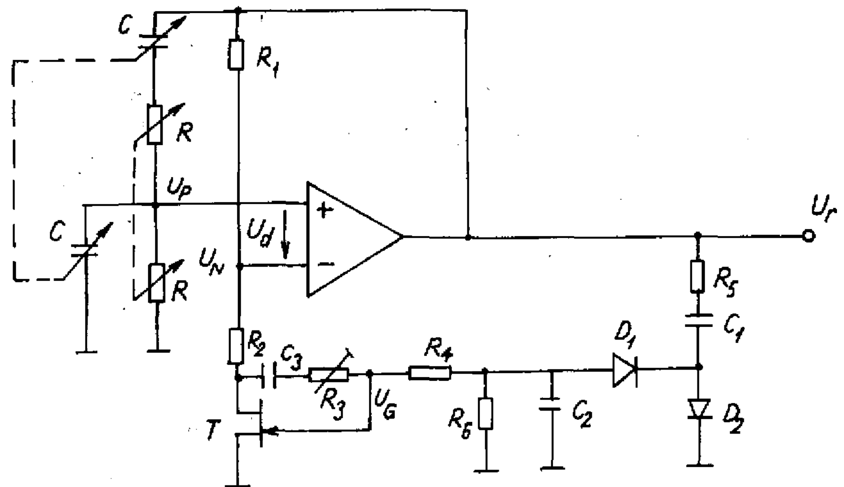
Trong sơ đồ trên, hai điot mắc song song với R_1 làm nhiệm vụ ổn định biên độ cho bộ tạo dao động. Khi biên độ dao động tăng thì điện trở tương đương của nhánh R_1 giảm làm cho hồi tiếp âm tăng và do đó hệ số khuếch đại của mạch giảm và ổn định ứng với $K'K_{ht(+)} = 1$. Người ta đã chứng minh được với mạch điện này, hệ số khuếch đại của phần tử khuếch đại càng lớn thì độ ổn định tần số đạt được càng cao, vì vậy dùng khuếch đại thuật toán rất có lợi về độ ổn định tần số.

Trong thực tế thường chọn $R_2 = \frac{R_1}{2 + \varepsilon}$; lúc này hệ số truyền đạt của mạch hồi tiếp tại $\omega = \omega_{dd}$ phụ thuộc ε, thường chọn $K_{ht/\omega} = \omega_{dd} = \frac{U_d}{U_r} = \frac{\varepsilon}{9}$, lúc này để đảm bảo $KK_{ht} = 1$ thì ε phải thỏa mãn (10.92) :

$$\varepsilon = 9K_{ht} = \frac{9}{K} \tag{10.92}$$

Nếu ε lớn hơn thì biên độ dao động tăng dần làm cho mạch chuyển sang bão hòa. Nếu ε bé hơn hoặc âm thì không thể có dao động. Nhưng thực tế không thể điều chỉnh giá trị ε thật chính xác được, vì vậy để khắc phục người ta tạo ra mạch theo cơ chế tự động điều chỉnh hai điện trở R_1 và R_2. Hình 10.23 biểu diễn một mạch điện như vậy.

Nếu trong mạch điện này U_{DS} đủ nhỏ thì r_{ds} chỉ phụ thuộc vào U_{GS}. Để đảm bảo U_{DS} đủ nhỏ, cho U_N hạ bớt một phần trên R_2. Theo sơ đồ này, muốn có dao động mạch phải thỏa mãn điều kiện :



Hình 10.23. Mạch tạo động động cầu Viên.

$$R_2 + r_{ds} = \frac{R_1}{2+\varepsilon}$$

Do vậy chọn R_2 đảm bảo giá trị :

$$R_2 < \frac{R_1}{2} - r_{dsmin} \qquad (10.92)$$

Khi mới đưa điện áp cung cấp vào mạch thì $U_G = 0$, do đó $r_{ds} = r_{dsmin}$ và R_2 có giá trị thỏa mãn (10.92). Tại tần số dao động của mạch cầu Viên thì điện áp hiệu U_d tăng làm cho biên độ dao động tăng. Điện áp ra được chỉnh lưu bởi hai diot D_1 và D_2 làm cho điện áp U_G âm và r_{ds} tăng. Điện áp sẽ tăng cho đến khi

$$r_{ds} + R_2 = \frac{R_1}{2+\varepsilon} = \frac{R_1}{2+\frac{9}{K}}$$

Để giảm méo điện áp ra, hồi tiếp một phần U_{DS} về cực cửa thông qua các điện trở R_3 và R_4. Tụ C_3 làm nhiệm vụ ngăn cách một chiều đặt vào cửa N có thể gây lệch không ở đầu ra. Thường chọn $R_3 \approx R_4$. Bằng cách thay đổi (đồng chỉnh) các điện trở R và các tụ điện C có thể thay đổi tần số của mạch trong phạm vi từ 10 Hz đến 1 MHz. Để cho quá trình điều chỉnh biên độ ở tần số thấp nhất vẫn không gây ra méo lớn, cần chọn hằng số thời gian phóng nạp theo điều kiện (10.93a) và (10.93b)

$$\tau_n = C_1R_5 \geq 10\ T_{dd} \qquad (10.93a)$$

$$\tau_f = C_2R_6 \geq 10\ T_{dd} \qquad (10.93b)$$

Trong đó : τ_n – hằng số thời gian nạp

τ_f – hằng số thời gian phóng

T_{dd} – chu kỳ dao động

CHƯƠNG 11

ĐIỀU CHẾ

11.1. Định nghĩa

Thông qua quá trình điều chế, tin tức ở miền tần số thấp được chuyển sang miền tần số cao để truyền đi xa. Điều chế là quá trình ghi tin tức vào một dao động cao tần nhờ biến đổi một thông số nào đó (ví dụ : biên độ, tần số, góc pha, độ rộng xung,...) của dao động cao tần theo tin tức.

Trong trường hợp này tin tức được gọi là tín hiệu điều chế, dao động cao tần được gọi là tải tin, còn dao động cao tần mang tin tức được gọi là dao động cao tần đã điều chế.

Đối với tải tin điều hòa, người ta phân biệt hai loại điều chế : điều biên và điều chế góc, trong đó điều chế góc bao gồm điều tần và điều pha.

11.2. Điều biên

11.2.1. Phổ của tín hiệu điều biên

Điều biên là quá trình làm cho biên độ tải tin biến đổi theo tin tức.

Để đơn giản, giả thiết tin tức u_s và tải tin u_t đều là dao động điều hòa và tần số tin tức biến thiên từ $\omega_{smin} \div \omega_{smax}$, ta có :

$$u_s = \hat{U}_s \cos\omega_s t$$

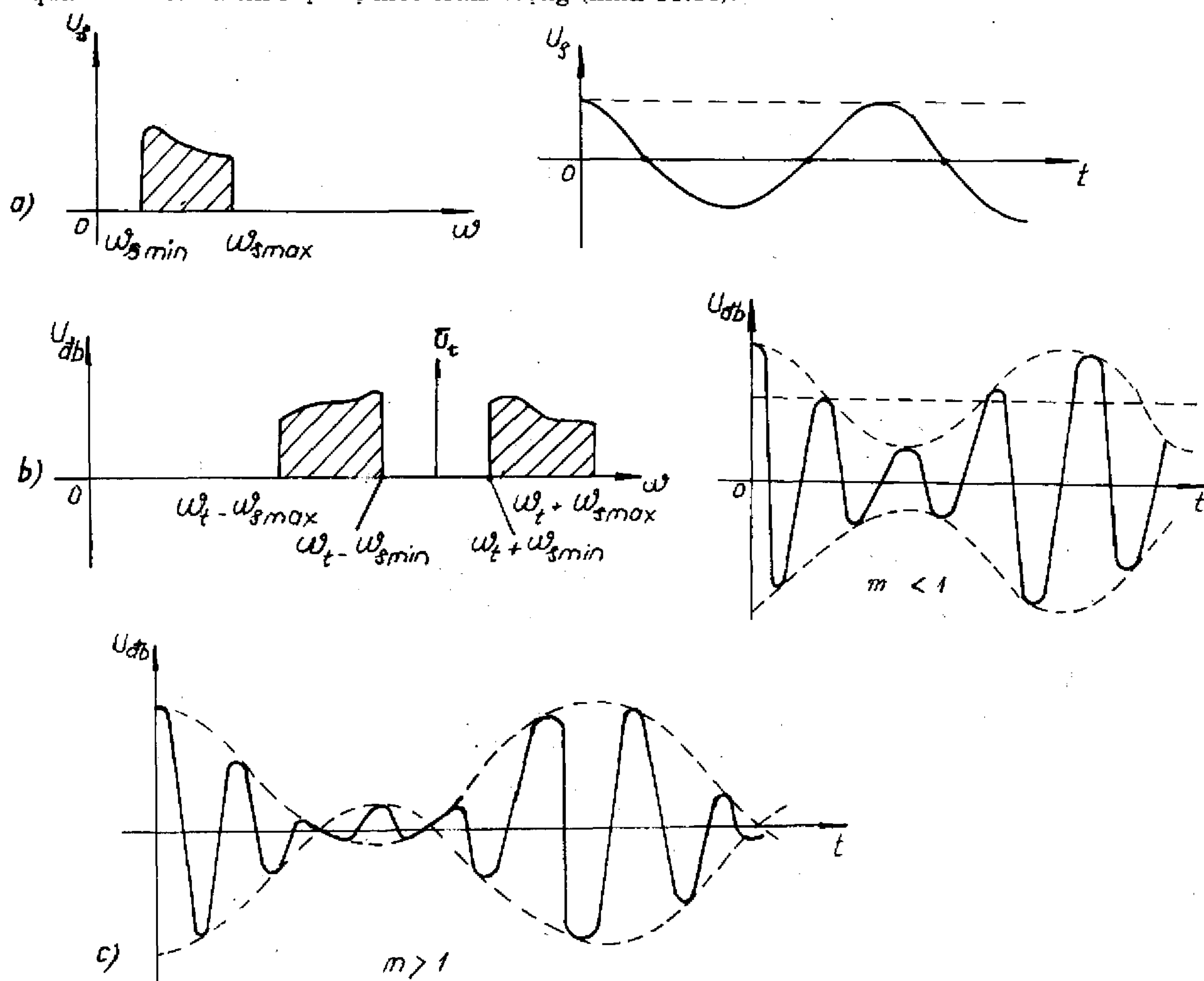
$$u_t = \hat{U}_t \cos\omega_t t \quad \text{và} \quad \omega_t >> \omega_s.$$

Do đó, tín hiệu điều biên :

$$u_{db} = (\hat{U}_t + \hat{U}_s \cos\omega_s t)\cos\omega_t t = \hat{U}_t(1 + m\cos\omega_s t)\cos\omega_t t \qquad (11.1)$$

trong đó, $m = \dfrac{\hat{U}_s}{\hat{U}_t}$ là hệ số điều chế.

Hệ số điều chế m phải thỏa mãn điều kiện : $m \leq 1$. Khi $m > 1$ thì mạch có hiện tượng quá điều chế và tín hiệu bị méo trầm trọng (hình 11.1c).



Hình 11.1. Tín hiệu điều biên :
a) đồ thị thời gian và phổ tin tức; b) đồ thị thời gian và phổ tín hiệu điều biên;
c) đồ thị thời gian của tín hiệu điều biên, khi $m > 1$.

Áp dụng biến đổi lượng giác đối với biểu thức (11.1) sẽ nhận được :

$$u_{\text{đb}} = \hat{U}_t \cos\omega_t t + \frac{m}{2}\hat{U}_t \cos(\omega_t + \omega_s)t + \frac{m}{2}\hat{U}_t \cos(\omega_t - \omega_s)t \qquad (11.2)$$

Vậy, ngoài thành phần tải tin, tín hiệu điều biên còn có hai biên tần : biên tần trên có tần số từ $(\omega_t + \omega_{smin})$ đến $(\omega_t + \omega_{smax})$ và biên tần dưới từ $(\omega_t - \omega_{smax})$ đến $(\omega_t - \omega_{smin})$. Hình 11.1*b* minh họa phổ của tín hiệu điệu biên.

11.2.2. Quan hệ năng lượng trong điều biên

Trong tín hiệu đã điều biên, các biên tần chứa tin tức, còn tải tin không mang tin tức. Cần xét xem năng lượng được phân bố như thế nào đối với các thành phần phổ của tín hiệu đã điều biên.

Công suất tải tin là công suất bình quân trong một chu kỳ tải tin :

$$P_{\sim t} \sim \frac{1}{2}\hat{U}_t^2$$

Công suất biên tần :

$$P_{\sim bt} \sim \left(\frac{m\hat{U}_t}{2}\right)^2 / 2$$

Công suất của tín hiệu đã điều biên là công suất bình quân trong một chu kỳ của tín hiệu điều chế :

$$P_{\sim \text{đb}} = P_{\sim t} + 2P_{\sim bt} = P_{\sim t}\left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

Ta thấy rằng, công suất của tín hiệu đã điều biên phụ thuộc vào hệ số điều chế *m*. Hệ số điều chế *m* càng lớn thì công suất tín hiệu đã điều biên càng lớn. Khi $m = 1$ thì ta có quan hệ giữa công suất hai biên tần và tải tần như sau :

$$2P_{\sim bt} = \frac{P_{\sim t}}{2}.$$

Để giảm méo, hệ số điều chế *m* thường chọn nhỏ hơn 1, do đó công suất các biên tần thực tế chỉ bằng khoảng một phần ba công suất tải tần. Nghĩa là phần lớn công suất phát xạ được phân bố cho thành phần phổ không mang tin tức (tải tin), còn thành phần phổ chứa tin tức (các biên tần) chỉ chiếm phần nhỏ công suất điều biên. Đó là một nhược điểm của tín hiệu điều biên so với tín hiệu đơn biên. (xem 11.3.1).

Ngoài ra, còn cần phải quan tâm đến công suất ở chế độ cực đại ứng với biên độ điện áp điều biên cực đại, để chọn được phần tử tích cực hợp lý.

Từ biểu thức (11.1), suy ra :

$$\hat{U}_{\text{đbmax}} = \hat{U}_t(1 + m)$$

Do đó :

$$P_{\sim max} \sim \frac{1}{2}(1 + m)^2\hat{U}_t^2$$

11.2.3. Các chỉ tiêu cơ bản của dao động đã điều biên

1. *Hệ số méo phi tuyến*

$$k = \frac{\sqrt{\hat{I}^2_{(\omega_t \pm 2\omega_s)} + \hat{I}^2_{(\omega_t \pm 3\omega_s)} + \ldots}}{\hat{I}_{(\omega_t \pm \omega_s)}},$$

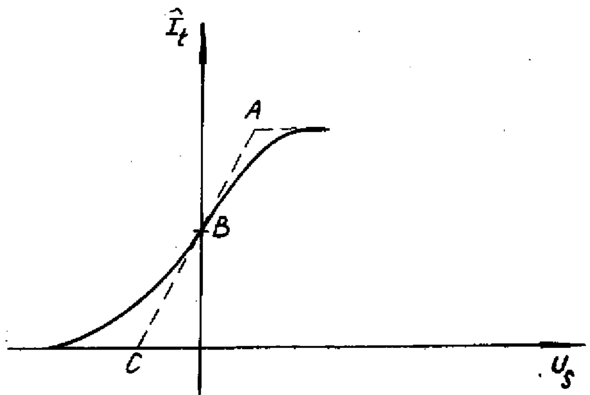
trong đó ,

$\hat{I}_{(\omega_t \pm n\omega_s)}$ $(n \geq 2)$ là biên độ các thành phần dòng điện ứng với hài bậc cao của tín hiệu điều chế;

$\hat{I}_{(\omega_t \pm \omega_s)}$ là biên độ các thành phần biên tần.

Để đặc trưng cho méo phi tuyến trong mạch điều biên, người ta dùng đặc tuyến điều chế tĩnh (hình 11.2). Đặc tuyến điều chế tĩnh cho biết quan hệ giữa biên độ tín hiệu ra và giá trị tức thời của tín hiệu điều chế ở đầu vào.

Dạng tổng quát của đặc tuyến điều chế tĩnh được biểu diễn trên hình 11.2.



Hình 11.2. Đặc tuyến điều chế tĩnh : A – giá trị cực đại; B – tải tin chưa điều chế.

Dường đặc tuyến điều chế tĩnh lý tưởng là một đường thẳng từ C đến A. Đặc tuyến điều chế tĩnh không thẳng sẽ làm cho lượng biến đổi của biên độ dao động cao tần đầu ra so với giá trị ban đầu (điểm B) không tỷ lệ đường thẳng với trị tức thời của điện áp điều chế. Do đó trên đầu ra thiết bị điều biên, ngoài các thành phần hữu ích (các biên tần), còn có các thành phần bậc cao không mong muốn khác. Trong đó đáng lưu ý nhất là thành phần với tần số $\omega_t \pm 2\omega_s$ có thể lọt vào các biên tần mà không thể lọc được.

Để giảm méo phi tuyến, cần hạn chế phạm vi làm việc của bộ điều chế trong đoạn đường thẳng của đặc tuyến điều chế tĩnh. Lúc đó buộc phải giảm độ sâu điều chế.

2. *Hệ số méo tần số*. Để đánh giá độ méo tần số, người ta căn cứ vào đặc tuyến biên độ – tần số :

$$m = f(F_s) \big|_{\hat{U}_s = \text{const}}$$

Hệ số méo tần số được xác định theo biểu thức :

$$M = \frac{m_0}{m} \text{ hoặc } M_{dB} = 20\log M$$

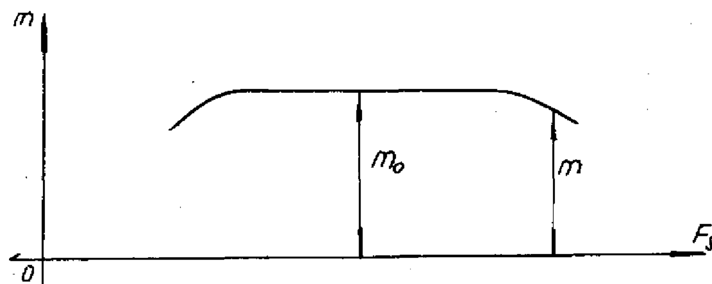
trong đó ,

m_0 - hệ số điều chế lớn nhất;

m - hệ số điều chế tại tần số đang xét.

(xem hình 11.3)

Méo tần số xuất hiện chủ yếu trong các tầng khuếch đại âm tần (khuếch đại tín hiệu điều chế), nhưng cũng có thể xuất hiện trong các tầng điều chế và sau điều chế, khi mạch lọc đầu ra của các tầng này không đảm bảo dải thông cho phổ của tín hiệu đã điều biên ($2F_{smax}$).



Hình 11.3. Đặc tuyến biên độ - tần số.

11.2.4. Phương pháp tính toán mạch điều biên

Các mạch điều biên được xây dựng dựa vào hai nguyên tắc sau đây :

– Dùng phần tử phi tuyến : cộng tải tin và tín hiệu điều chế trên đặc tuyến của phần tử phi tuyến đó.

– Dùng phần tử tuyến tính có tham số điều khiển được : nhân tải tin và tín hiệu điều chế nhờ phần tử tuyến tính đó.

1. *Điều biên dùng phần tử phi tuyến.* Các phần tử phi tuyến được dùng để điều biên có thể là đèn điện tử, bán dẫn, các đèn có khí, cuộn cảm có lõi sắt hoặc điện trở có trị số biến đổi theo điện áp đặt vào.

Tùy thuộc vào điểm làm việc được chọn trên đặc tuyến phi tuyến, hàm số đặc trưng cho phần tử phi tuyến có thể biểu diễn gần đúng theo chuỗi Taylor khi chế độ làm việc của mạch là chế độ A ($\theta = 180^{o}$) hoặc phân tích theo chuỗi Furier khi mạch làm việc ở chế độ mà góc cắt $\theta < 180^{o}$ (chế độ *AB, B, C*). Phương pháp tính toán cho hai trường hợp đó như sau :

Trường hợp 1 : $\theta = 180^{o}$.

Giả thiết mạch điều biên dùng điot (hình 11.4). Nếu các tín hiệu vào thỏa mãn điều kiện (11.3) thì mạch làm việc ở chế độ *A* ($\theta = 180^{o}$).

$$|\hat{U}_t| + |\hat{U}_s| < |E_o|. \tag{11.3}$$

Hàm số đặc trưng cho phần tử phi tuyến (điot) xung quanh điểm làm việc được biểu diễn theo chuỗi Taylor :

$$i_D = a_1 u_D + a_2 u_D^2 + a_3 u_D^3 + ... \tag{11.4}$$

với $$u_D = E_o + \hat{U}_t \cos\omega_t t + \hat{U}_s \cos\omega_s t$$

Thay u_D vào biểu thức (11.4), nhận được :

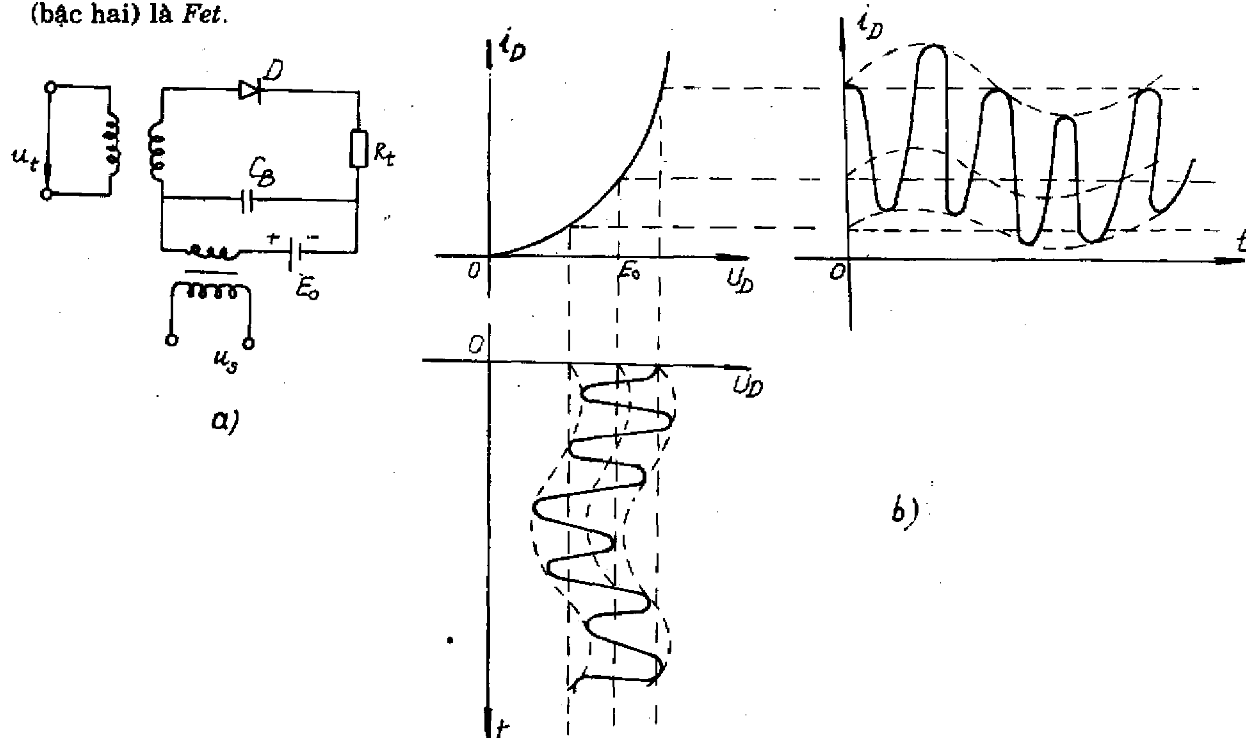
$$i_D = a_1 (E_o + \hat{U}_t \cos\omega_t t + \hat{U}_s \cos\omega_s t) + a_2 (E_o + \hat{U}_t \cos\omega_t t + \hat{U}_s \cos\omega_s t)^2 + \\ + a_3 (E_o + \hat{U}_t \cos\omega_t t + \hat{U}_s \cos\omega_s t)^3 + ... \tag{11.5}$$

Khai triển (11.4) và bỏ qua các số hạng bậc cao $n \geq 4$ sẽ có kết quả mà phổ của nó

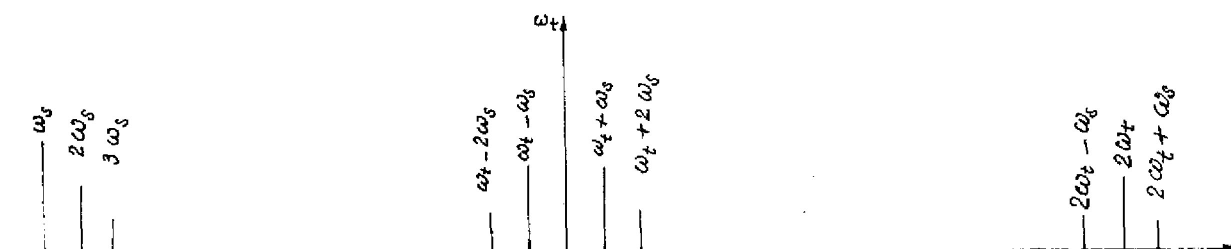
được biểu diễn trên hình 11.5. Phổ tín hiệu ra trong trường hợp này gồm thành phần phổ mong muốn ($\omega_t \pm \omega_s$) và các thành phần phụ không mong muốn. Các thành phần phụ bằng không khi

$$a_3 = a_4 = a_5 = ... = a_{2n+1} = 0 \qquad (n = 1, 2, 3,...),$$

nghĩa là nếu đường đặc tính của phần tử phi tuyến là một đường cong bậc hai thì tín hiệu đã điều biên không có méo phi tuyến. Phần tử phi tuyến có đặc tính gần với dạng lý tưởng (bậc hai) là *Fet*.



Hình 11.4. Điều biên ở chế độ *A* :
a) mạch điện dùng điot; b) đặc tuyến của điot, đồ thị thời gian của tín hiệu vào và tín hiệu



Hình 11.5. Phổ của tín hiệu điều biên khi mạch làm việc ở chế độ *A*.

Để thỏa mãn điều kiện (11.3), tải tin và tín hiệu điều chế phải có biên độ bé, nghĩa là phải hạn chế độ sâu điều chế *m* và hạn chế công suất ra. Vì lý do đó, rất ít khi dùng điều biên chế độ *A*.

Trường hợp 2 : $\theta < 180^o$

Khi $\theta < 180^o$, nếu biên độ điện áp đặt vào điot đủ lớn thì có thể coi đặc tuyến của nó

là một đường gấp khúc (hình 11.6). Phương trình biểu diễn đặc tuyến của điot trong trường hợp này như sau :

$$i_D = \begin{cases} 0 & \text{khi } u_D \le 0 \\ Su_D & \text{khi } u_D > 0 \end{cases} \qquad (11.6)$$

S : hỗ dẫn của đặc tuyến điot.

Chọn điểm làm việc ban đầu trong khu tắt của điot (ứng với chế độ C).

Vì dòng qua điot là một dãy xung hình sin (hình 11.6b), nên có thể biểu diễn i_D theo chuỗi Furier như sau :

$$i_D = I_o + i_1 + i_2 + ... + i_n + ... = I_o + \hat{I}_1\cos\omega_t t + \hat{I}_2\cos 2\omega_t t + ... + ...\hat{I}_n\cos n\omega_t t, \qquad (11.7)$$

trong đó,

I_o – thành phần dòng điện một chiều;

$\hat{I}_1$ – biên độ thành phần dòng điện cơ bản đối với tải tin;

$\hat{I}_2, \hat{I}_3, ..., \hat{I}_n$ – biên độ thành phần dòng điện bậc cao (hài bậc cao) đối với tải tin.

$I_o, \hat{I}_1, \hat{I}_2, .., \hat{I}_n$ được tính toán theo các biểu thức xác định hệ số của chuỗi Furier :

$$\left.\begin{aligned} I_o &= \frac{1}{\pi}\int_o^\theta i_D d\omega t \\ \hat{I}_1 &= \frac{2}{\pi}\int_o^\theta i_D\cos\omega_t t\, d\omega_t t \\ &. . . . . \\ \hat{I}_n &= \frac{2}{\pi}\int_o^\theta i_D\cos n\omega_t t\, d\omega_t t \end{aligned}\right\} \qquad (11.8)$$

Theo biểu thức (11.6)

$$i_D = Su_D = S(E_o + \hat{U}_s\cos\omega_s t + \hat{U}_t\cos\omega_t t) \qquad (11.9)$$

Khi $\omega_t t = \theta$ thì $i_D = 0$ (xem hình 11.5), do đó có thể viết lại (11.9) như sau :

$$0 = S(E_o + \hat{U}_s\cos\omega_s t + \hat{U}_t\cos\theta) \qquad (11.10)$$

Lấy (11.9) trừ (11.10), ta có :

$$i_D = S\hat{U}_t(\cos\omega_t t - \cos\theta) \qquad (11.11)$$

Biểu thức (11.11) là một dạng khác của (11.9), nó biểu diễn sự phụ thuộc của i_D vào chế độ công tác (góc cắt θ). Thay (11.11) vào (11.8) để xác định các dòng điện $I_o, \hat{I}_1, ..., \hat{I}_n$. Ta đặc biệt lưu ý đến biên độ thành phần cơ bản I_1 (thành phần hữu ích) :

$$\hat{I}_1 = \frac{2}{\pi}\int_o^\theta S\hat{U}_t(\cos\omega_t t - \cos\theta)\cos\omega_t t\, d\omega_t t$$

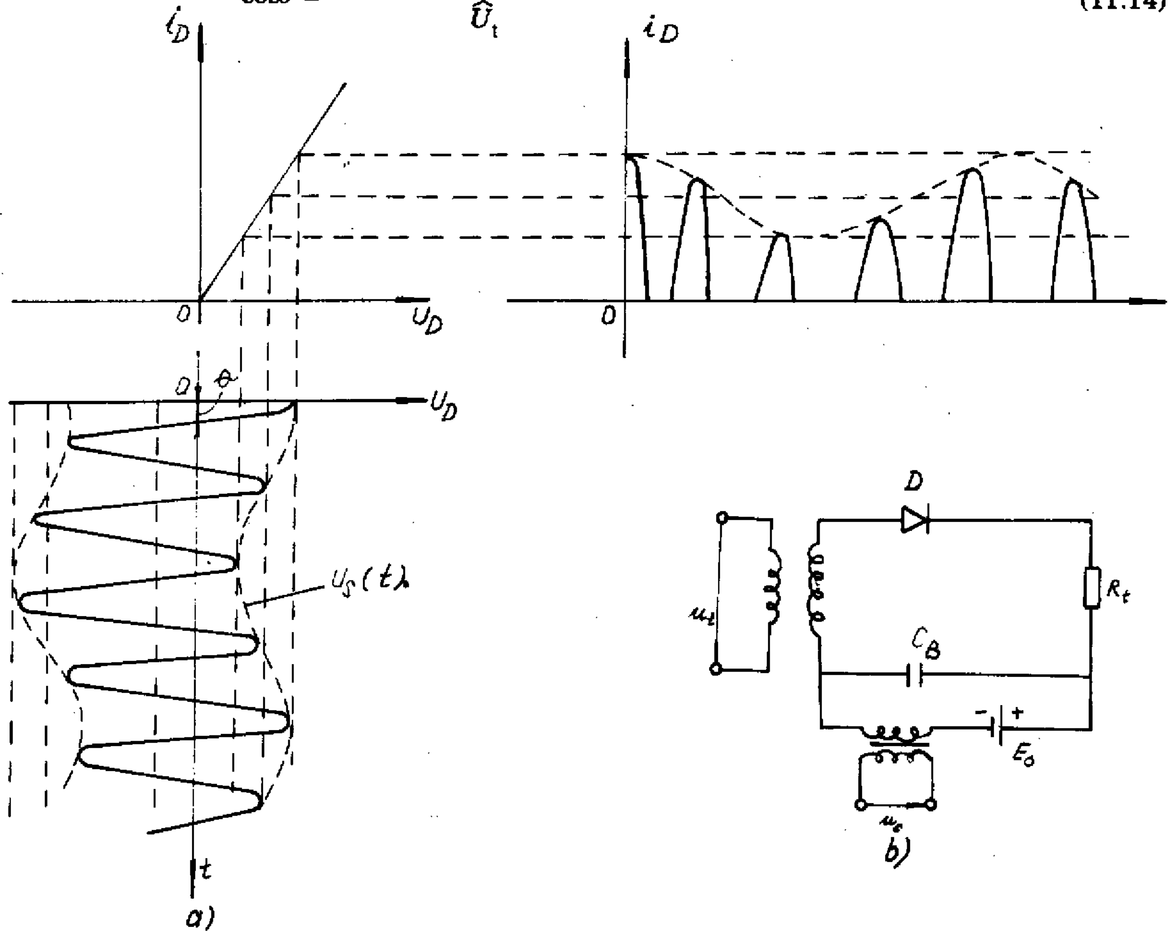
$$= \frac{S\hat{U}_t}{\pi}(\theta - \frac{1}{2}\sin 2\theta) \qquad (11.12)$$

Do đó trị tức thời của thành phần cơ bản :

$$i_1 = \frac{S\hat{U}_t}{\pi}(\theta - \frac{1}{2}\sin 2\theta)\cos\omega_t t\,, \tag{11.13}$$

ở đây θ xác định được từ biểu thức (11.10) :

$$\cos\theta = -\frac{E_o + \hat{U}_s\cos\omega_s t}{\hat{U}_t} \tag{11.14}$$



Hình 11.6. Điều biên ở chế độ *C* (tín hiệu vào lớn):
a) đặc tuyến của điot, đồ thị thời gian của tín hiệu vào và tín hiệu ra; b) mạch điện.

Từ các biểu thức (11.13) và (11.14) một lần nữa lại thấy rằng : biên độ của thành phần dòng điện cơ bản biến thiên theo tín hiệu điều chế u_s.

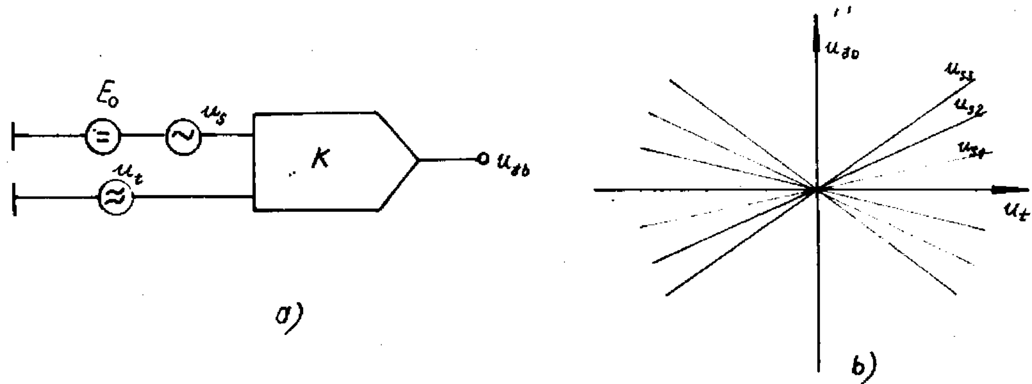
2. Điều biên dùng phần tử tuyến tính có tham số thay đổi. Thực chất quá trình điều biên này là quá trình nhân tín hiệu. Một ví dụ về mạch điện loại này là điều biên dùng bộ nhân tương tự (hình 11.7). Trong mạch điện này, quan hệ giữa điện áp ra u_{db} và điện áp vào u_t là quan hệ tuyến tính. Tuy nhiên, khi u_S biến thiên thì điểm làm việc chuyển từ đặc tuyến này sang đặc tuyến khác làm cho biên độ tín hiệu ra thay đổi để có điều biên.

Căn cứ vào tính chất của mạch nhân, ta viết được biểu thức của điện áp ra sau đây :

$$u_{db} = (E_0 + \widehat{U}_s\cos\omega_s t)\,\widehat{U}_t\cos\omega_t t \qquad \text{hoặc}$$

$$u_{db} = E_0\widehat{U}_t\cos\omega_t t + \frac{\widehat{U}_t\widehat{U}_s}{2}\cos(\omega_t + \omega_s)t + \frac{\widehat{U}_t\widehat{U}_s}{2}\cos(\omega_t - \omega_s)t \qquad (11.15)$$

Theo (11.15), phổ tín hiệu ra có tải tin và hai biên tần mong muốn.



Hình 11.7. Điều biên dùng mạch nhân tương tự :
a) mạch điện ; b) đặc tuyến truyền đạt.

11.2.5. Các mạch điều biên cụ thể

Để thực hiện điều biên theo nguyên tắc thứ nhất, có thể dùng mọi phần tử phi tuyến, nhưng nếu dùng bán dẫn, đèn điện tử thì đồng thời với điều biên, còn có thể khuếch đại tín hiệu. Về mạch điện, người ta phân biệt các loại mạch điều biên sau : mạch điều biên đơn, mạch điều biên cân bằng và mạch điều biên vòng.

Mạch điều biên đơn là mạch chỉ dùng một phần tử tích cực để điều chế. Các mạch điện trên hình 11.4 và 11.6 là các mạch điều biên đơn dùng điot. Như đã xét, trong hai mạch điều biên, dòng điện ra tải ngoài các thành phần hữu ích (các biên tần) còn có đủ mọi thành phần không mong muốn khác (tải tần và các hài bậc cao). Đó là đặc điểm cơ bản của các mạch điều biên đơn. Trong trường hợp tranzistor lưỡng cực, *Fet*, đèn điện tử để điều biên, người ta phân biệt các loại mạch điều biên sau đây: điều biên bazo, điều biên colecto, điều biên cửa, điều biên máng, điều biên anốt, điều biên lưới,... Các loại mạch điều biên có tên gọi tương ứng với cực mà điện áp điều chế được đặt vào. Cụ thể và chi tiết hơn về các mạch điều biên đó (mạch điện, chế độ, trạng thái công tác, ưu khuyết điểm,...) có thể tham khảo trong các tài liệu [3], [4], [5].

Để giảm méo phi tuyến, dùng mạch điều biên cân bằng. Trên hình 11.8 là các mạch điều biên cân bằng dùng diot và tranzistor lưỡng cực.

Theo hình (11.8*a*), điện áp đặt lên các diot D_1 và D_2 lần lượt :

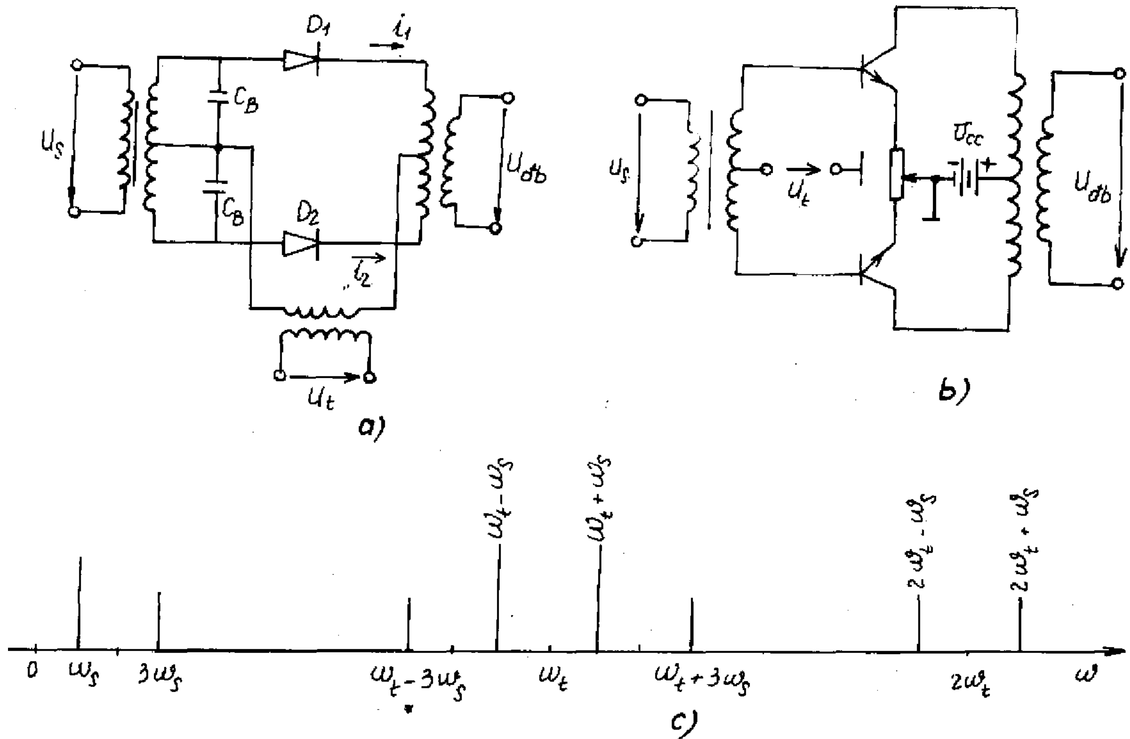
$$\left.\begin{aligned} u_1 &= \widehat{U}_s\cos\omega_s t + \widehat{U}_t\cos\omega_t t \\ u_2 &= -\widehat{U}_s\cos\omega_s t + \widehat{U}_t\cos\omega_t t \end{aligned}\right\} \qquad (11.16)$$

Dòng điện qua các điot được biểu diễn theo chuỗi Taylor :

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= a_0 + a_1u_1 + a_2u_1^2 + a_3u_1^3 + \dots \\ i_2 &= a_0 + a_1u_2 + a_2u_2^2 + a_3u_2^3 + \dots \end{aligned}\right\} \qquad (11.17)$$

Dòng điện ra :

$$i = i_1 - i_2 \qquad (11.18)$$



Hình 11.8. Mạch điều biên cân bằng :
a) dùng điot ; b) dùng tranzistor; c) phổ tín hiệu ra.

Thay (11.16) và (11.17) vào (11.18) và chỉ lấy bốn vế đầu ta nhận được biểu thức dòng điện ra :

$$\begin{aligned} i = A\cos\omega_s t + B\cos3\omega_s t &+ C[\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] + \\ &+ D[\cos(2\omega_t + \omega_s) + \cos(2\omega_t - \omega_s)t], \end{aligned} \qquad (11.19)$$

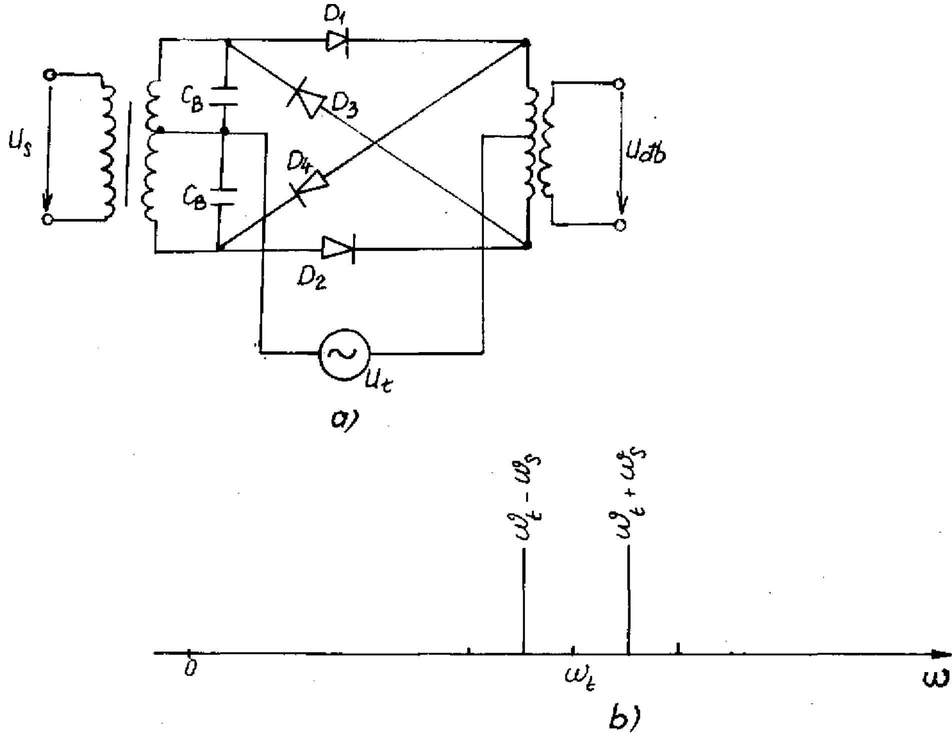
trong đó ,

$$\left.\begin{aligned} A &= \hat{U}_s(2a_1 + 3a_3\hat{U}_t^2 + \frac{1}{2}a_3\hat{U}_s^2 \\ B &= \frac{1}{2}a_3\hat{U}_s^3 \\ C &= 2a_2\hat{U}_s\hat{U}_t \\ D &= \frac{3}{2}a_3\hat{U}_s\hat{U}_t \end{aligned}\right\} \qquad (11.20)$$

Tương tự như vậy, cũng có thể chứng minh kết quả đó cho mạch điện trên hình 11.8*b*. Trong trường hợp cần có tải tin ở đầu ra, sau khi điều chế có thể đưa thêm tải tin vào.

Phổ tín hiệu ra của mạch điều biên cân bằng được biểu diễn trên hình 11.8*c*.

Một dạng khác của mạch điều chế cân bằng là mạch điều chế vòng, thực chất đây là hai mạch điều chế cân bằng có chung tải. Sơ đồ mạch điều biên vòng được biểu diễn trên hình 11.9.



Hình 11.9. Mạch điều biên vòng :
a) mạch điện; b) phổ tín hiệu ra.

Gọi dòng điện ra của mạch điều chế cân bằng gồm D_1, D_2 là i_I và dòng điện ra của mạch điều chế cân bằng gồm D_3, D_4 là i_{II}. Theo (11.19),

$$i_I = A\cos\omega_s t + B\cos 3\omega_s t + C[\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] + + D[\cos(2\omega_t + \omega_s)t + \cos(2\omega_t - \omega_s)t] \quad (11.21a)$$

$$i_{II} = i_{D3} - i_{D4} \quad (11.21b)$$

trong đó,

$$\left.\begin{aligned} i_{D3} &= a_o + a_1 u_3 + a_2 u_3^2 + a_3 u_3^3 + \ldots \\ i_{D4} &= a_o + a_1 u_4 + a_2 u_4^2 + a_3 u_4^3 + \ldots \end{aligned}\right\} \quad (11.22)$$

Với u_3 và u_4 là điện áp đặt lên D_3 và D_4, được xác định như sau :

$$\left.\begin{aligned} u_3 &= -\hat{U}_t\cos\omega_t t - \hat{U}_s\cos\omega_s t \\ u_4 &= -\hat{U}_t\cos\omega_t t + \hat{U}_s\cos\omega_s t \end{aligned}\right\} \quad (11.23)$$

Thay (11.22) và (11.23) vào (11.21*b*) và lấy bốn vế đầu của (11.22), ta có :

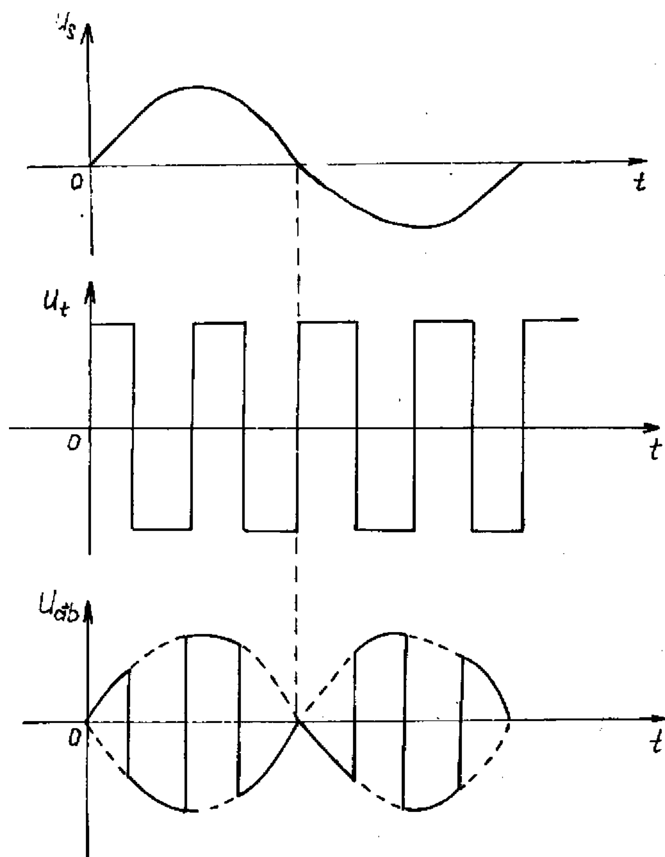
$$i_{II} = -A\cos\omega_s t - B\cos 3\omega_s t + C[\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] - - D\cos(2\omega_t + \omega_s)t + \cos(2\omega_t - \omega_s)t] \quad (11.24)$$

A, B, C, D trong các biểu thức (11.21a) và (11.24) được xác định theo biểu thức (11.20). Từ (11.21a) và (11.24) xác định được dòng điện ra :

$$i_{db} = i_I + i_{II} = 2C[\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] \quad (11.25)$$

Vậy dùng mạnh điều chế vòng còn có thể khử được các hài bậc lẻ của ω_s và các biên tần của $2\omega_t$, do đó méo phi tuyến rất nhỏ. Phổ tín hiệu ra của mạch điều chế vòng được biểu diễn trên hình 11.9b.

Mạch điều chế vòng cũng có thể coi là một mạch nhân. Nguyên tắc nhân được minh họa trên hình 11.10. Giả thiết tải tin là dãy xung chữ nhật. Tùy thuộc vào sự thay đổi cực tính của tải tin, lúc thì D_1 và D_2 mở, lúc thì D_3 và D_4 mở, cặp điot còn lại ngắt làm cho tín hiệu vào u_s thay đổi cực tính theo nhịp của u_t. Tác dụng của mạch điều chế vòng đúng như một mạch nhân.



Hình 11.10. Minh họa tác dụng của mạch điều chế vòng như một mạch nhân.

11.3. Điều chế đơn biên

11.3.1. Khái niệm

Như đã biết, phổ của dao động đã điều biên gồm tải tần và hai dải biên tần, trong đó chỉ có các biên tần mang tin tức. Vì hai dải biên tần mang tin tức như nhau (về biên độ và tần số), nên chỉ cần truyền đi một biên tần là đủ thông tin về tin tức. Tải tần chỉ cần dùng để tách sóng, do đó có thể nén toàn bộ hoặc một phần tải tần trước khi truyền đi. Quá trình điều chế nhằm tạo ra một dải biên tần gọi là điều chế đơn biên.

Điều chế đơn biên (với một phần dư của tải tần) mang ý nghĩa thực tế lớn. Điều chế đơn biên tuy tốn kém, nhưng lại có nhiều ưu điểm quan trọng khác so với điều biên thông thường như :

– Độ rộng dải tần giảm một nửa;

– Công suất phát xa yêu cầu thấp hơn với cùng một cự ly thông tin, vì có thể tập trung phần công suất của tải tần và của một biên tần cho biên tần còn lại;

– Tạp âm đầu thu giảm do dải tần của tín hiệu hẹp hơn.

Do những ưu điểm đó, nên điều chế đơn biên ngày càng được dùng nhiều trong thông tin nói chung (ở dải sóng ngắn và dải sóng trung) và thông tin quân sự nói riêng.

Từ biểu thức (11.2) rút ra biểu thức của tín hiệu điều chế đơn biên sau đây :

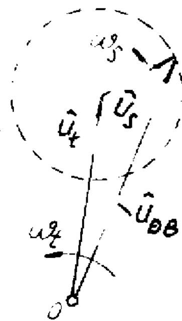
$$u_{db}(t) = \hat{U}_t \frac{m}{2} \cos(\omega_t + \omega_s)t \tag{11.26}$$

Trong biểu thức (11.26), m không mang ý nghĩa về độ sâu điều chế nữa và được gọi là hệ số nén tải tin,

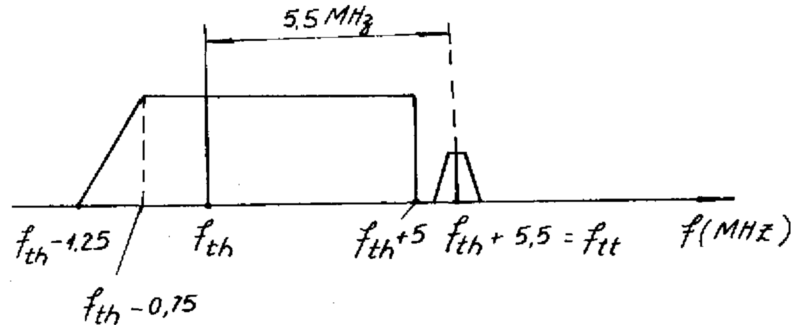
$$m = \frac{\hat{U}_s}{\hat{U}_t}$$

m có thể nhận các giá trị từ 0 đến ∞.

Đồ thị véc tơ của tín hiệu đơn biên được biểu diễn trên hình 11.11. Ta thấy, véc tơ đặc trưng cho dao động điều chế đơn biên thay đổi cả về biên độ lẫn góc pha, nghĩa là điều chế đơn biên bao giờ cũng kèm theo điều chế pha. Tải tin hoặc bị nén một phần hoặc bị nén hoàn toàn, do đó véc tơ tải tin $\vec{U}_t$ có thể nhỏ hơn véctơ biên tần $\vec{u}_s$. Trong kỹ thuật truyền hình, tín hiệu điều chế video một phần là tín hiệu điều biên (khi $f_s \le 0,75$ MHz), phần còn lại ($0,75$ MHz $\le f_s \le$ 5MHz) là tín hiệu điều chế đơn biên (hình 11.12). Bằng cách đó có thể giảm được dải tần của tín hiệu điều chế video. Nếu cắt bỏ hoàn toàn một biên tần thì vấn đề lọc dải sẽ khó khăn, hơn nữa sẽ xuất hiện sai pha [5].



Hình 11.11. Đồ thị véc tơ của dao động điều chế đơn biên (có một phần dư của tải tin).



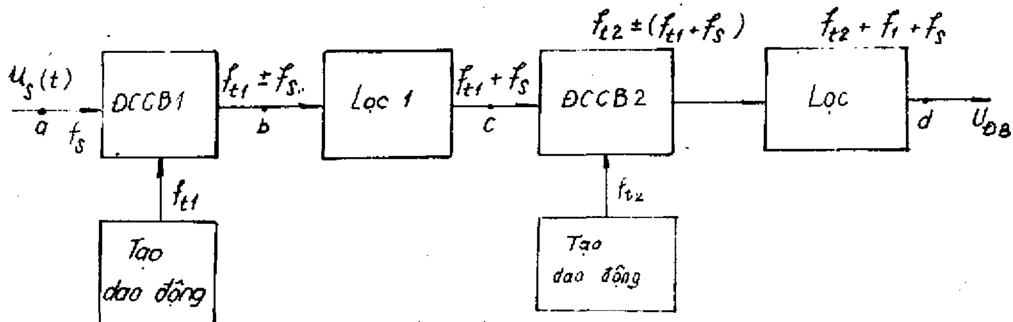
Hình 11.12. Đặc tính biên độ của tín hiệu hình (f_{th} : tải tần hình f_{tt} : tải tần tiếng)

11.3.2. Các phương pháp điều chế đơn biên

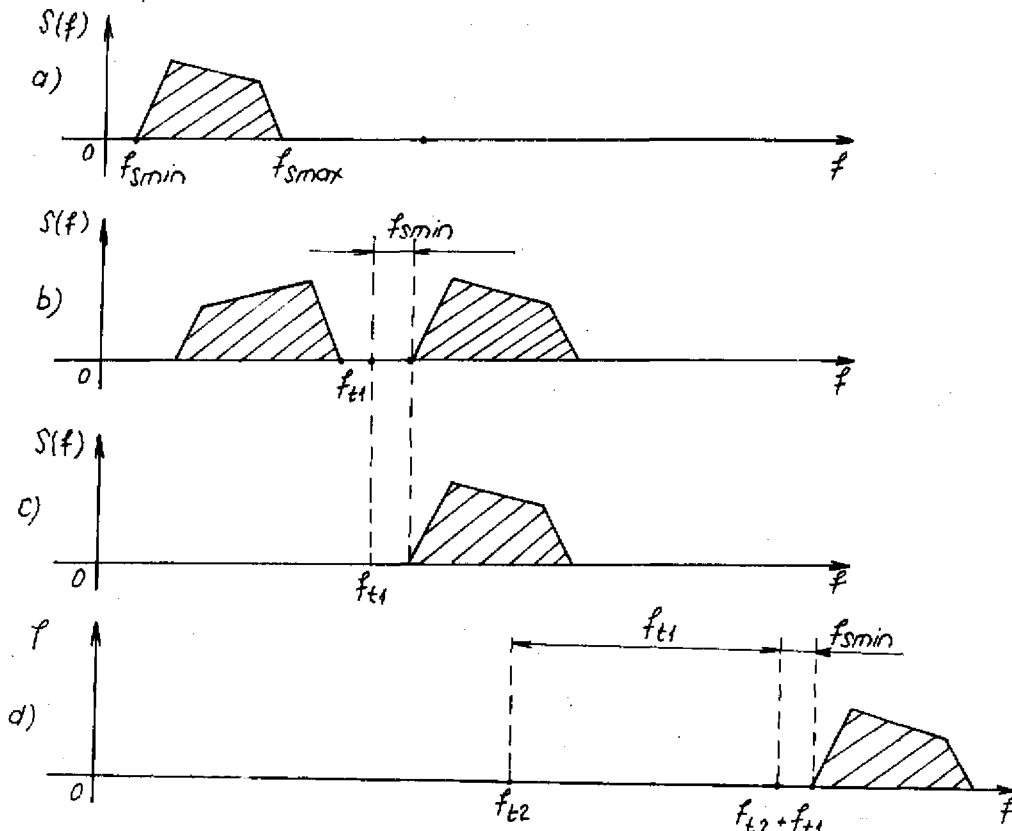
Người ta phân biệt ba phương pháp điều chế đơn biên: phương pháp lọc, phương pháp quay pha và phương pháp lọc và quay pha kết hợp.

1. *Điều chế đơn biên theo phương pháp lọc.* Từ sự phân tích phổ của tín hiệu điều biên, rõ ràng muốn có tín hiệu đơn biên ta chỉ cần lọc bớt một dải biên tần. Nhưng thực tế,

không làm được như vậy. Khi tải tần cao tần thì vấn đề lọc để tách ra một dải biên tần gặp khó khăn. Thật vậy, giả thiết tần số thấp nhất của tin tức f_{smin} = 200Hz, lúc đó khoảng cách giữa hai biên tần $\Delta f = 2f_{smin}$ = 400 Hz. (xem hình 11.1*b*). Nếu tải tần f_t = 10MHz thì hệ số lọc của bộ lọc $X = \dfrac{\Delta f}{f_t} = 4.10^{-5}$, khá nhỏ. Sự phân bố của hai biên tần gần nhau đến nổi, ngay cả dùng một mạch lọc thạch anh cũng rất khó lọc được dải biên tần mong muốn. Do đó trong phương pháp lọc, người ta dùng một bộ biến đổi tần số trung gian để có thể hạ thấp yêu cầu đối với bộ lọc. Sơ đồ khối của mạch điều chế đơn biên như vậy được biểu diễn trên hình 11.13 và phổ của tín hiệu trên đầu ra từng khối được biểu diễn trên hình 11.14.



Hình 11.13. Sơ đồ khối mạch tạo tín hiệu đơn biên bằng phương pháp lọc.



Hình 11.14. Phổ tín hiệu ra của các khối trên hình 11.13 :
a) phổ tín hiệu vào; b) phổ tín hiệu trên đầu ra bộ *ĐCCB1*;
c) phổ tín hiệu trên đầu ra bộ *LOC1*; d) phổ tín hiệu trên đầu ra bộ *LỌC 2*.

Trong sơ đồ khối trên đây, trước hết dùng tin tức để điều chế một tải tin trung gian có tần số f_{t1} khá thấp so với tải tần yêu cầu sao cho hệ số lọc tăng lên để có thể lọc bỏ một biên tần dễ dàng. Trên đầu ra bộ lọc thứ nhất sẽ nhận được một tín hiệu có dải phổ bằng dải phổ của tín hiệu vào $\Delta f_s = f_{smax} - f_{smin}$, nhưng dịch đi một lượng bằng f_{t1} trên thang tần số (hình 11.14c). Tín hiệu này lại được đưa đến bộ điều chế cân bằng thứ 2 mà trên đầu ra của nó là tín hiệu có phổ gồm hai biên tần cách nhau một khoảng $\Delta f' = 2(f_{t1} + f_{smin})$ sao cho việc lọc lấy một dải biên tần nhờ bộ lọc 2 thực hiện được một cách dễ dàng. Bộ điều chế cân bằng thường dùng là mạch điều biên cân bằng hoặc mạch điều biên vòng. Trong sơ đồ khối trên đây, tải tần yêu cầu là tổng của hai tải tần phụ : $f_t = f_{t1} + f_{t2}$.

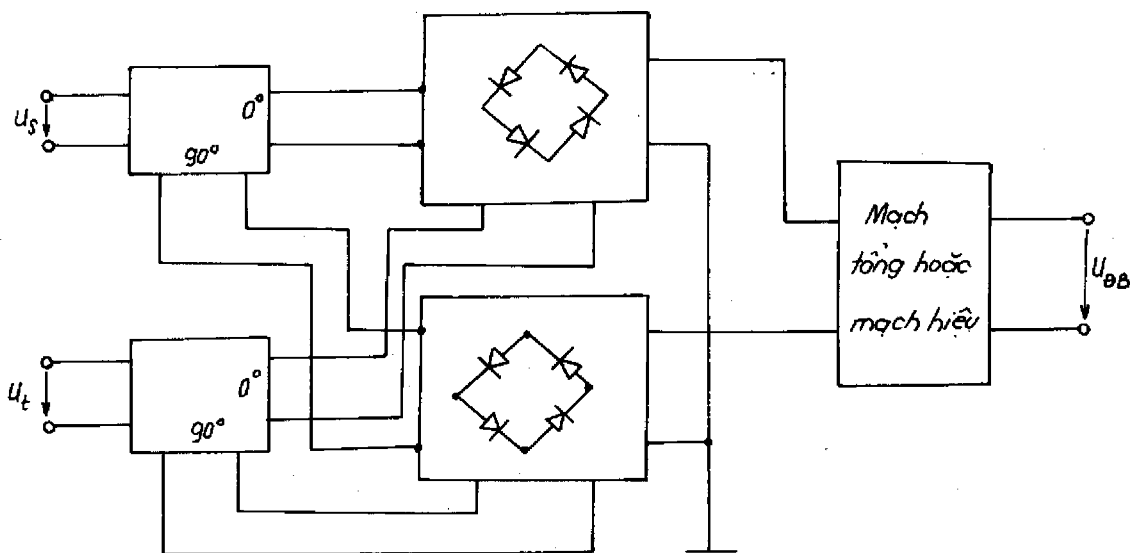
2. *Điều chế đơn biên theo phương pháp quay pha.* Nguyên tắc tạo tín hiệu đơn biên bằng phương pháp quay pha được minh họa trên đồ thị véc tơ hình 11.16. và sơ đồ khối hình 11.15. Tín hiệu điều chế và tải tin thông qua mạch quay pha, được đưa đến hai bộ điều chế cân bằng (mạch điều biên vòng) lệch pha nhau 90^o, do đó các biên tần trên của hai bộ điều chế cân bằng lệch pha nhau 180^o. Còn các biên tần dưới đồng pha. Nếu lấy hiệu của các điện áp ra trên hai bộ điều chế ta nhận được biên tần trên. Ngược lại, nếu lấy tổng các điện áp ra sẽ nhận được biên tần dưới. Có thể chứng minh điều đó bằng biểu thức toán học sau đây : giả thiết tín hiệu vào của hai bộ điều chế cân bằng lệch pha nhau 90^o, nên biểu thức tương ứng của tín hiệu ra:

$$u_{CB1} = \hat{U}_{CB}\cos\omega_s t\cos\omega_t t = \frac{1}{2}\hat{U}_{CB}\,[\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t]$$

$$u_{CB2} = \hat{U}_{CB}\sin\omega_s t.\,\sin\omega_t t = \frac{1}{2}\hat{U}_{CB}[-\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t]$$

Do đó

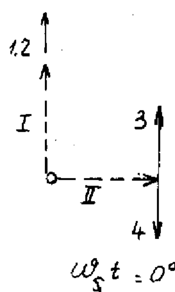
$$u_{db} = u_{CB1} - u_{CB2} = \hat{U}_{CB}\cos(\omega_t + \omega_s)t.$$

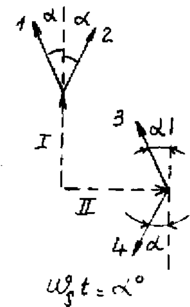


Hình 11.15. Sơ đồ khối mạch điều chế đơn biên theo phương pháp quay pha.

Phương pháp này có thể mở rộng cho trường hợp hệ thống điều chế có số lượng bộ điều chế $n \geq 3$, lúc đó sẽ có n mạch quay pha, với góc quay pha : $\frac{\pi}{n}$.

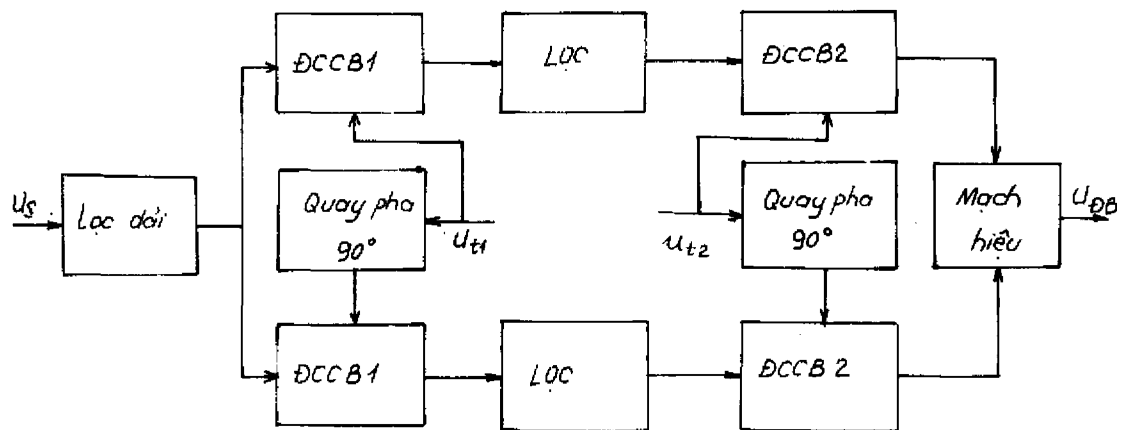
Trong phương pháp này yêu cầu hai bộ điều chế cân bằng phải hoàn toàn giống nhau, các điện áp ra phải có biên độ như nhau và góc quay pha phải chính xác. Đây là một khó khăn lớn, vì thực hiện quay pha chính xác đối với một tín hiệu có dải tần rộng ($\omega_{smin} \div \omega_{smax}$) không phải đơn giản.





Hình 11.16. Đồ thị véc tơ của dao động điều chế đơn biên theo phương pháp quay pha.

3. Điều chế đơn biên theo phương pháp lọc và quay pha kết hợp. Trên sơ đồ khối của mạch điều chế đơn biên theo phương pháp lọc và quay pha kết hợp hình 11.17 ta có :



Hình 11.17. Sơ đồ khối mạch điều chế đơn biên theo phương pháp lọc – quay pha kết hợp.

Tín hiệu ra của hai bộ điều chế cân bằng *1* :

$$u'_{CB1} = \hat{U}_{CB}\cos\omega_s t\cos\omega_t t = \frac{\hat{U}_{CB}}{2}[\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t]$$

$$u''_{CB1} = \hat{U}_{CB}\cos\omega_s t\sin\omega_t t = \frac{\hat{U}_{CB}}{2}[\sin(\omega_t + \omega_s)t + \sin(\omega_t - \omega_s)t]$$

Sau bộ lọc *1*, còn lại biên tần trên của hai bộ điều chế cân bằng *1* lệch pha nhau 90°. Có thể coi đây là tín hiệu điều chế đã quay pha. Tín hiệu này cùng với tải tin u_{t2} được đưa đến hai bộ điều chế cân bằng *2* lệch pha nhau 90°. Điện áp ra sau hai bộ *ĐCCB2* :

$$u'_{CB2} = \frac{\widehat{U}_{CB}.\widehat{U}_{t_2}}{2}\cos(\omega_{t_1} + \omega_s)t \ \ \cos\omega_{t_2}t =$$

$$= \frac{\widehat{U}_{CB}.\widehat{U}_{t_2}}{4}[\cos(\omega_{t_2} + \omega_{t_1} + \omega_s)t + \cos(\omega_{t_2} - \omega_{t_1} - \omega_s)t]$$

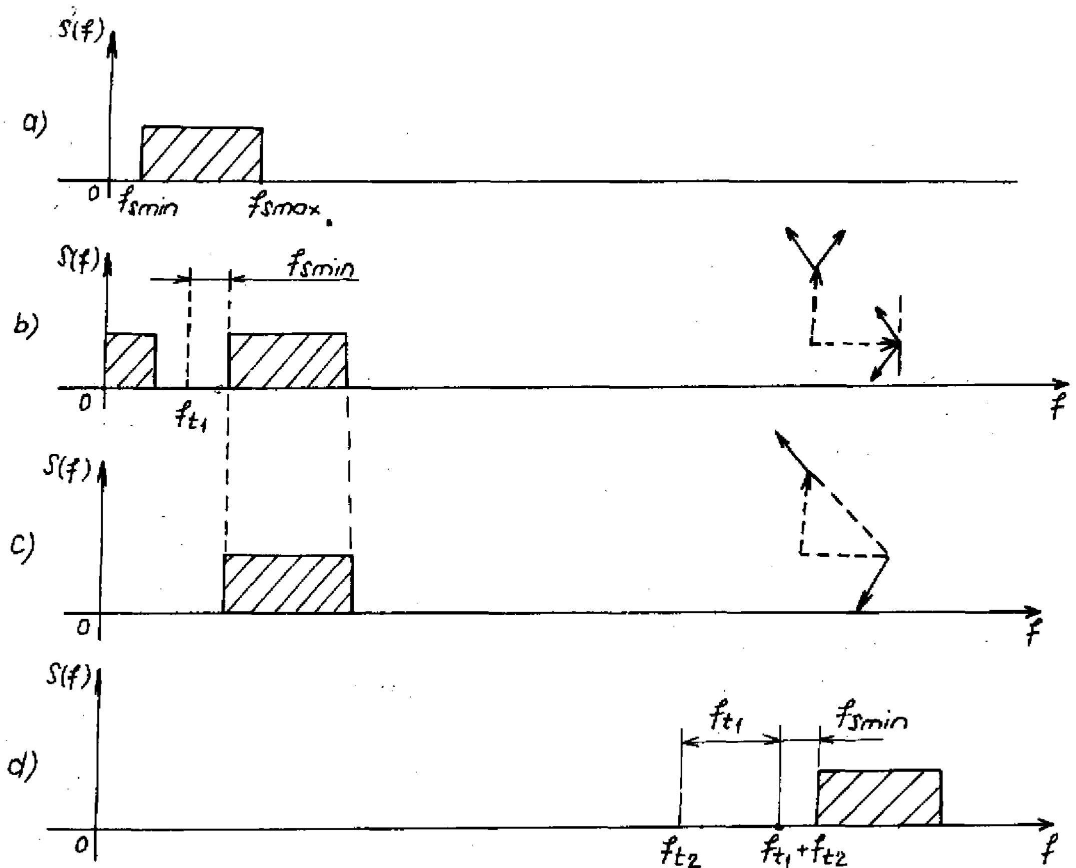
$$u''_{CB2} = \frac{\widehat{U}_{CB}.\widehat{U}_{t_2}}{2}\sin(\omega_{t_1} + \omega_s)t \sin\omega_{t_2}t$$

$$= \frac{\widehat{U}_{CB}.\widehat{U}_{t_2}}{4}[-\cos(\omega_{t_2} + \omega_{t_1} + \omega_s)t + \cos((\omega_{t_2} - \omega_{t_1} - \omega_s)t]$$

Qua mạch hiệu ta có :

$$u_{db} = u'_{CB2} - u''_{CB2} = \frac{\widehat{U}_{CB}.\widehat{U}_{t_2}}{2}\cos(\omega_{t_2} + \omega_{t_1} + \omega_s)t.$$

Phổ tín hiệu đơn biên và đồ thị véc tơ của nó theo phương pháp lọc – quay pha kết hợp được biểu diễn trên hình 11.18.



Hình 11.18. Phổ và đồ thị véc tơ của dao động điều chế đơn biên theo phương pháp lọc–quay pha kết hợp :
a) phổ tín hiệu điều chế; b) phổ tín hiệu ra trên bộ *ĐCCB1*;
c) phổ tín hiệu ra bộ lọc; d) phổ tín hiệu ra mạch hiệu.

Điều chế đơn biên theo phương pháp này không cần dùng mạch quay pha đối với tín hiệu điều chế (là tín hiệu có tần số thay đổi) nên dễ thực hiện hơn so với phương pháp quay pha.

11.4. Điều tần và điều pha

11.4.1. Các công thức cơ bản và quan hệ giữa điều tần và điều pha

Vì giữa tần số và góc pha của một dao động có quan hệ (11.27), nên dễ dàng chuyển đổi sự biến thiên tần số thành biến thiên về pha và ngược lại.

$$\omega = \frac{d\psi}{dt} \quad (11.27)$$

Điều tần và điều pha là quá trình ghi tin tức vào tải tin, làm cho tần số hoặc pha tức thời của tải tin biến thiên theo dạng tín hiệu điều chế. Với tải tin là dao động điều hòa :

$$u(t) = \hat{U}_t \cos(\omega_t t + \varphi_o) = \hat{U}_t \cos\psi(t) \quad (11.28)$$

Từ (11.27) rút ra :

$$\psi(t) = \int_o^t \omega(t)dt + \varphi(t) \quad (11.29)$$

Thay (11.29) vào (11.28) ta nhận được biểu thức :

$$u_t(t) = \hat{U}_t \cos[\int_o^t \omega(t)dt + \varphi(t)] \quad (11.30)$$

Giả thiết tín hiệu điều chế là tín hiệu đơn âm :

$$u_s = \hat{U}_s \cos\omega_s t \quad (11.31)$$

Khi điều chế tần số hoặc điều chế pha thì tần số hoặc góc pha của dao động cao tần biến thiên tỷ lệ với tín hiệu điều chế và chúng được xác định lần lượt theo biểu thức (11.32*a*) và (11.32*b*) :

$$\omega(t) = \omega_t + k_{dt}\hat{U}_s \cos\omega_s t \quad (11.32a)$$

$$\varphi(t) = \varphi_o + k_{dt}\hat{U}_s \cos\omega_s t \quad (11.32b)$$

Trong trường hợp này gọi ω_t là tần số trung tâm của tín hiệu điều tần.

Đặt : $k_{dt}\hat{U}_s = \Delta\omega_m$ và gọi là lượng di tần cực đại;

$k_{dt}\hat{U}_s = \Delta\varphi_m$ và gọi là lượng di pha cực đại.

Các biểu thức (11.32) viết lại như sau:

$$\omega(t) = \omega_t + \Delta\omega_m \cos\omega_s t \quad (11.33a)$$

$$\varphi(t) = \varphi_o + \Delta\varphi_m \cos\omega_s t \quad (11.33b)$$

Khi điều chế tần số thì góc pha đầu không đổi, do đó $\varphi(t) = \varphi_o$. Thay (11.33) vào (11.30) và tích phân lên, ta nhận được biểu thức của dao động đã điều tần :

$$u_{dt}(t) = \hat{U}_t \cos(\omega_t t + \frac{\Delta\omega_m}{\omega_s}\sin\omega_s t + \varphi_o) \quad (11.34)$$

Tương tự như vậy, biểu thức của dao động đã điều pha tìm được bằng cách thay $\varphi(t)$ trong (11.30) bởi (11.33b) và cho $\omega = \omega_t = \text{const}$; ta có :

$$u_{df}(t) = \widehat{U}_t\cos(\omega_t t + \Delta\varphi_m \cos\omega_s t + \varphi_o) \tag{11.35}$$

Vậy lượng di pha đạt được khi điều pha :

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_m\cos\omega_s t$$

Tương ứng với lượng di pha này sẽ có một lượng di tần :

$$\Delta\omega = \frac{d(\Delta\varphi)}{dt} = \Delta\varphi_m.\omega_s\sin\omega_s t$$

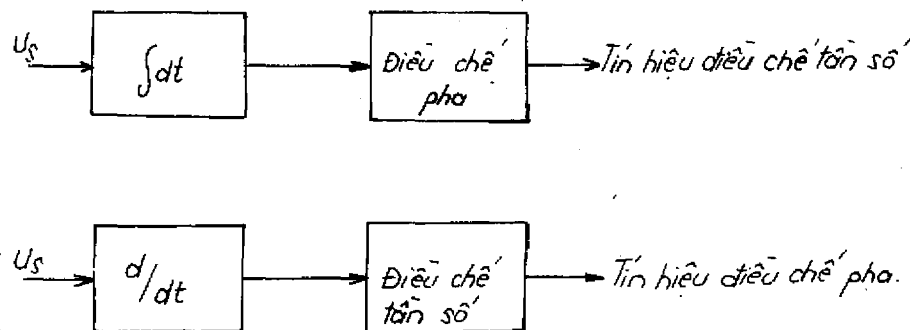
và lượng di tần cực đại đạt được khi điều pha:

$$\Delta\omega_m = \omega_s.\Delta\varphi_m = \omega_s k_{df}\widehat{U}_s \tag{11.36a}$$

Theo (11.32a), lượng di tần cực đại đạt được khi điều tần :

$$\Delta\omega_m = k_{dt}\widehat{U}_s \tag{11.36b}$$

So sánh (11.36a) và (11.36b) ta thấy rằng : điểm khác nhau cơ bản giữa điều tần và điều pha là lượng di tần khi điều pha tỷ lệ với biên độ điện áp điều chế và tần số điều chế còn lượng di tần khi điều tần chỉ tỷ lệ với biên độ điện áp điều chế mà thôi. Vì vậy từ một mạch điều chế pha có thể lấy ra tín hiệu điều chế tần số, nếu trước khi đưa vào điều chế, tín hiệu điều chế được đưa qua một mạch tích phân (hình 11.19a). Ngược lại, có thể lấy ra tín hiệu điều chế pha từ một mạch điều chế tần số, nếu tín hiệu điều chế được đưa qua một mạch vi phân trước khi đưa vào bộ điều chế (hình 11.19b).



Hình 11.19. Minh họa quan hệ giữa tín hiệu điều tần và tín hiệu điều pha:
a) Sơ đồ khối mạch điều chế tần số thông qua điều chế pha;
b) Sơ đồ khối mạch điều chế pha thông qua điều chế tần số.

11.4.2. Phổ của dao động đã điều tần và điều pha

Trong biểu thức của dao động đã điều tần (11.34) cho góc pha đầu $\varphi_o = 0$ và đặt $\frac{\Delta\omega_m}{\omega_s} = M_f$ (gọi M_f là hệ số điều tần), biểu thức (11.34) được viết lại:

$$u_{dt} = \widehat{U}_t \cos[\omega_t t + M_f \sin\omega_s t] \quad (11.37)$$

Trường hợp tín hiệu điều chế là tín hiệu phức tạp, có tần số từ ω_{smin} đến ω_{smax}, M_f được xác định như sau :

$$M_f = \frac{\Delta\omega_m}{\omega_{smax}} \quad (11.38)$$

Hệ số điều tần M_f không những chỉ phụ thuộc vào biên độ điện áp điều chế mà còn phụ thuộc vào tần số điều chế. Tương tự như vậy, ta có biểu thức của dao động đã điều pha:

$$u_{df} = \widehat{U}_t \cos[\omega_t t + M_\varphi \cos\omega_s t] , \quad (11.39)$$

trong đó, $M_\varphi = \Delta\varphi_m$.

Biểu thức (11.37) và (11.39) có thể biểu diễn dưới dạng chuỗi mà hệ số của nó là các hàm số Betxen loại một bậc n, như sau :

$$u_{dt} = Re[\widehat{U}_t \sum_{-\infty}^{\infty}(-j)^{n+1} J_n(M_f)\ e^{j(\omega_t - n\omega_s)t}] \quad (11.40)$$

$$u_{df} = Re[\widehat{U}_t \sum_{-\infty}^{\infty} j^n J_n(M_\varphi) e^{j(\omega_t + n\omega_s)t}] \quad (11.41)$$

trong đó, J_n là hàm số Betxen loại một bậc n (xem [4]).

Nếu không xét đến pha, thì phổ của tín hiệu điều tần và điều pha giống nhau; gồm có thành phần tải tần ω_t (ứng với $n = 0$), biên độ $J_0\widehat{U}_t$ và vô số các biên tần :

$\omega_t + n\omega_s$ ($n = -\infty \div \infty$), biên độ $J_n\widehat{U}_t$. J_n phụ thuộc M_f hoặc M_φ.

Theo bảng hàm số Betxen, khi M_f, $M_\varphi = 2{,}405$ thì $J_0(M_f) = 0$ nghĩa là lúc này tín hiệu điều tần và điều pha không chứa tải tin. Ngoài ra, còn thấy rằng, nếu biểu diễn hàm số Betxen theo bậc n của nó, trong trường hợp $M_f > 1$, tất cả biên tần có bậc $n > M_f$ đều có biên độ nhỏ hơn 5% biên độ tải tần và đều có thể bỏ qua. Vì vậy có thể coi độ rộng dải tần của tín hiệu điều chế tần số và điều chế pha là hữu hạn và xác định nó theo biểu thức:

$$D_{dt} \approx 2M_f\omega_s = 2\Delta\omega_m \quad (11.42)$$

Như vậy độ rộng dải tần của tín hiệu điều tần không phụ thuộc tần số điều chế.

Đối với tín hiệu điều pha, độ rộng dải tần của nó được xác định theo biểu thức (11.43).

$$D_{df} \approx 2M_\varphi\omega_s = 2\Delta\varphi_m\omega_s \quad (11.43)$$

Vậy độ rộng dải tần của tín hiệu điều pha phụ thuộc tần số điều chế.

Khi $M_{f,\varphi} \le 1$ thì chỉ có một cặp biên tần có biên độ lớn hơn 5% biên độ tải tần, do đó:

$$D_{dt} \approx 2\omega_{smax}$$

Trường hợp này độ rộng dải tần của tín hiệu điều tần bằng độ rộng dải tần của tín hiệu điều biên, ta gọi là điều tần dải hẹp. Ngược lại, khi $M_{f,\varphi} > 1$ thì có điều tần dải rộng.

Thông thường tín hiệu điều chế là tín hiệu bất kỳ gồm nhiều thành phần tần số. Lúc đó tín hiệu điều chế tần số và điều chế pha có thể biểu diễn tổng quát theo biểu thức sau :

$$u_{dt} = \widehat{U}_t \cos[\omega_t t + \sum_{\nu=1}^{m} \Delta M_\nu \cos(\omega_{s\nu} t + \varphi_\nu)] \quad (11.44)$$

Trong biểu thức này có quan tâm đến góc pha đầu φ_ν, vì hiệu pha khác nhau của các thành phần phổ của tín hiệu điều chế có tính chất quyết định đối với dạng tín hiệu tổng quát của nó.

Khai triển (11.44) theo chuỗi Betxen ta có :

$$u_{dt} = \widehat{U}_t Re\{(\cos\omega_t t + j\sin\omega_t t) \times$$

$$\times \prod_{\nu=1}^{m} [J_0(\Delta M_\nu) + 2jJ_1(\Delta M_\nu)\cos(\omega_{s\nu}t + \varphi_\nu) - 2J_2(\Delta M_\nu)\cos2(\omega_{s\nu}t + \varphi_\nu) -$$

$$- 2jJ_3(\Delta M_\nu)\cos3(\omega_{s\nu}t + \varphi_\nu) + ...]\} \quad (11.45)$$

Theo (11.45), phổ của tín hiệu điều tần có tất cả các thành phần tần số tổ hợp :

$\omega_t + \sum_{\nu=1}^{m} \mu_\nu\omega_{s\nu}$; với μ_ν là số nguyên hữu tỉ; $-\infty \le \mu_\nu \le \infty$.

11.4.3. Mạch điện điều tần và điều pha

Về nguyên tắc có thể phân biệt mạch điều tần gián tiếp và mạch điều tần trực tiếp, cũng như mạch điều pha gián tiếp và mạch điều pha trực tiếp. Trong đó điều tần gián tiếp là điều tần thông qua điều pha (hình 11.19*a*) và ngược lại điều pha gián tiếp là điều pha thông qua điều tần (hình 11.19*b*). Trên cơ sở đó, chỉ cần nghiên cứu các mạch điều tần trực tiếp và điều pha trực tiếp, rồi dựa vào các sơ đồ khối trên hình 11.19 suy ra mạch điều tần gián tiếp và điều pha gián tiếp.

11.4.3.1. Các mạch điều tần trực tiếp. Khi điều tần trực tiếp, tần số dao động riêng của mạch tạo dao động được điều khiển theo tín hiệu điều chế.

Mạch điều tần trực tiếp thường được thực hiện bởi các mạch tạo dao động mà tần số dao động riêng của nó được điều khiển bởi dòng hoặc áp (*VCO* : Voltage controlled oscillator và *CCO*: Circuit controlled oscillator) hoặc bởi các mạch biến đổi điện áp – tần số. Các mạch tạo dao động có tần số biến đổi theo điện áp đặt vào có thể là các mạch tạo dao động xung hoặc là các mạch tạo dao động điều hòa *LC*. Các mạch tạo dao động *LC* cho khả năng biến đổi tần số khá rộng và có tần số trung tâm cao. Nguyên tắc thực hiện điều tần trong các bộ tạo dao động là làm biến đổi trị số điện kháng của bộ tạo dao động theo điện áp đặt vào. Phương pháp phổ biến nhất là dùng điot biến dung (varicap) và tranzistor điện kháng. Sau đây sẽ lần lượt xét các loại điều tần đó.

1. Điều tần trực tiếp dùng điot biến dung. Diot biến dung có điện dung mặt ghép biến đổi theo điện áp đặt vào. Nó có sơ đồ tương đương hình 11.20*a*. Trị số của R_D và C_D phụ thuộc vào điện áp đặt lên điot. Trường hợp điot được phân cực ngược, $R_D = \infty$, còn C_D được xác định theo biểu thức (11.46).

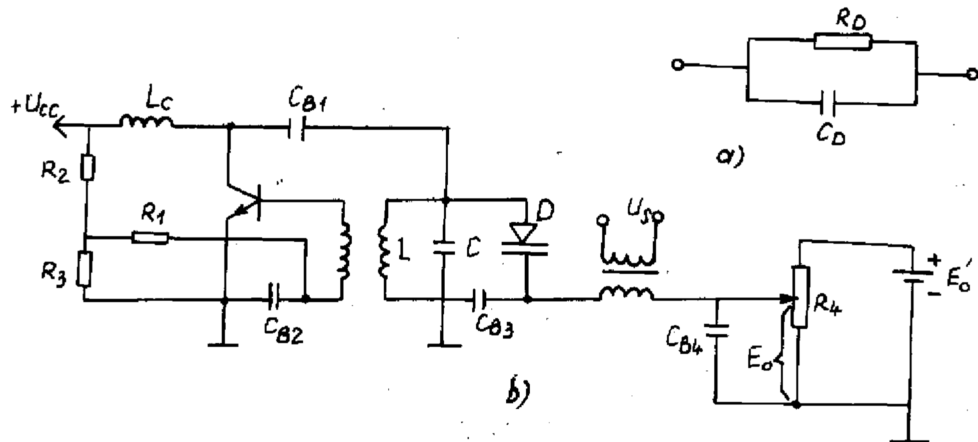
$$C_D = \frac{k}{(u_D + \varphi_k)^\gamma}, \quad (11.46)$$

trong đó; k - hệ số tỷ lệ;

φ_k - hiệu điện thế tiếp xúc của mặt ghép, với điot silic $\varphi_k \approx 0{,}7$V.

γ - hệ số phụ thuộc vật liệu; $\gamma = \frac{1}{3} \dots \frac{1}{2}$.

Mắc điot song song với hệ dao động của bộ tạo dao động, đồng thời đặt điện áp điều chế lên điot thì C_D thay đổi theo điện áp điều chế, do đó tần số cộng hưởng riêng của bộ tạo dao động cũng biến đổi theo. Trên hình 11.20*b* là mạch điện bộ tạo dao động điều tần bằng điot biến dung. Trong mạch điện này điot được phân cực ngược nhờ nguồn E_o.



Hình 11.20. Điều tần bằng điot biến dung :
a) sơ đồ tương đương của điot bán dẫn loại tiếp mặt;
b) mạch tạo dao động điều tần bằng điot biến dung.

Tần số dao động của mạch gần bằng tần số cộng hưởng riêng của hệ dao động và được xác định như sau :

$$f_{dđ} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_D)}} \tag{11.47}$$

C_D xác định theo biểu thức (11.46).

Điện áp đặt lên điot :

$$u_D = u_t - u_s - E_o = \hat{U}_t \cos\omega_t t - \hat{U}_s \cos\omega_s t - E_o \tag{11.48}$$

Để cho điot luôn luôn được phân cực ngược, phải đảm bảo điều kiện :

$$u_D = u_{Dmax} = \hat{U}_t + \hat{U}_s - E_o \le 0. \tag{11.49}$$

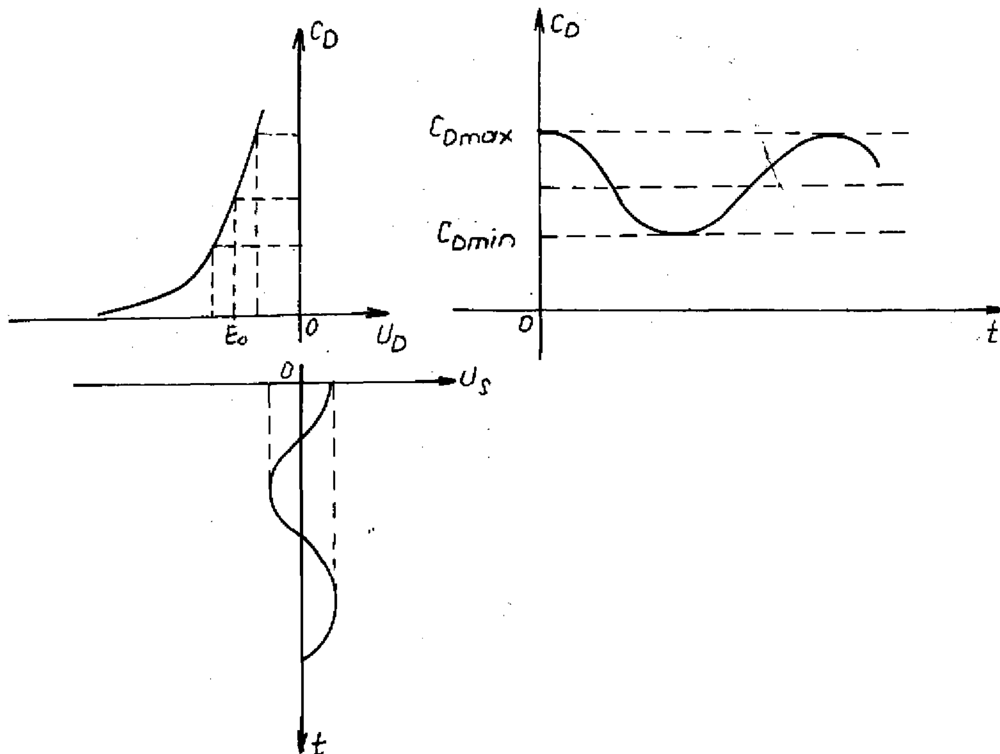
Nhưng điện áp được đặt lên điot cũng không được vượt quá trị số cho phép, nó phải đồng thời thỏa mãn biểu thức (11.50) :

$$u_D = u_{Dmin} = \left| -\hat{U}_t - \hat{U}_s - E_o \right| \le U_{ngcf} \tag{11.50}$$

Khi điều tần bằng điot biến dung phải chú ý những đặc điểm sau đây :

+ Chỉ phân cực ngược cho điot để tránh ảnh hưởng của R_D đến phẩm chất của hệ dao động nghĩa là đến độ ổn định tần số của mạch.

+ Phải hạn chế khu vực làm việc trong đoạn tuyến tính của đặc tuyến C_D (u_D) của điot biến dung (hình 11.21) để giảm méo phi tuyến. Lượng di tần tương đối khi điều tần



Hình 11.21. Đặc tuyến $C_D = f(u_D)$ của điot biến dung và nguyên lý biến đổi điện dung mặt ghép của điot theo điện áp đặt vào.

dùng điot biến dung đạt được khoảng 1%.

+ Vì dùng điot để điều tần, nên thiết bị điều tần có kích thước nhỏ. Có thể dùng điot bán dẫn để điều tần ở tần số siêu cao, khoảng vài trăm MHz. Tuy nhiên độ tạp tán của tham số bán dẫn lớn, nên kém ổn định.

2. Điều tần dùng tranzistor điện kháng. Phần tử điện kháng : hoặc dung tính hoặc cảm tính có trị số biến thiên theo điện áp điều chế đặt trên nó được mắc song song với hệ dao động của bộ tạo động làm cho tần số dao động thay đổi theo tín hiệu điều chế. Phần tử điện kháng được thực hiện nhờ một mạch di pha mắc trong mạch hồi tiếp của một tranzistor. Có 4 cách mắc phần tử điện kháng như biểu diễn trong bảng 11.1.

Với mạch phân áp RC, ta tính được :

$$Z = \frac{\overline{U}}{\overline{I}} \approx \frac{\overline{U}}{S\overline{U}_{BE}} = \frac{\overline{U}}{S\overline{U}\dfrac{\dfrac{1}{j\omega C}}{R + \dfrac{1}{j\omega C}}} = \frac{R + \dfrac{1}{j\omega C}}{S\dfrac{1}{j\omega C}}$$

Nếu chọn các linh kiện sao cho $\frac{1}{j\omega c} << R$ thì trở kháng Z có thể xác định theo biểu thức gần đúng sau đây :

$$Z \approx \frac{j\omega CR}{S} = jX_L = j\omega L_{td} \qquad (11.51)$$

Bảng 11.1.

Cách mắc mạch	Sơ đồ nguyên lý	Đồ thị véc tơ	Trị số điện kháng	Tham số tương đương
Mạch phân áp RC			$Z = j\omega \frac{RC}{S}$	$L_{td} = \frac{RC}{S}$
Mạch phân áp RL			$Z = -j \frac{R}{\omega LS}$	$C_{td} = \frac{LS}{R}$
Mạch phân áp CR			$Z = -j \frac{1}{\omega RCS}$	$C_{td} = RCS$
Mạch phân áp LR			$Z = j\omega \frac{L}{RS}$	$L_{td} = \frac{L}{RS}$

S : hỗ dẫn của tranzistor. $I = SU_{BE}$

trong đó, $L_{td} = \dfrac{CR}{S}$.

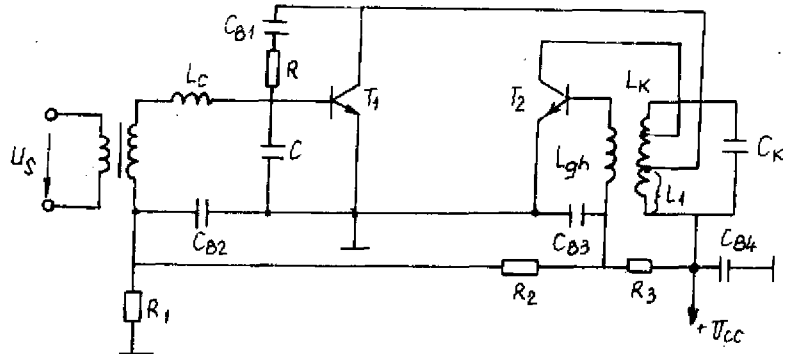
Tương tự như vậy, có thể chứng minh cho các sơ đồ phân áp còn lại trong bảng 11.1. Các tham số tương đương của phần tử điện kháng đều phụ thuộc vào hỗ dẫn S.

Rõ ràng, khi điện áp điều chế đặt vào bazo của phần tử điện kháng thay đổi thì S

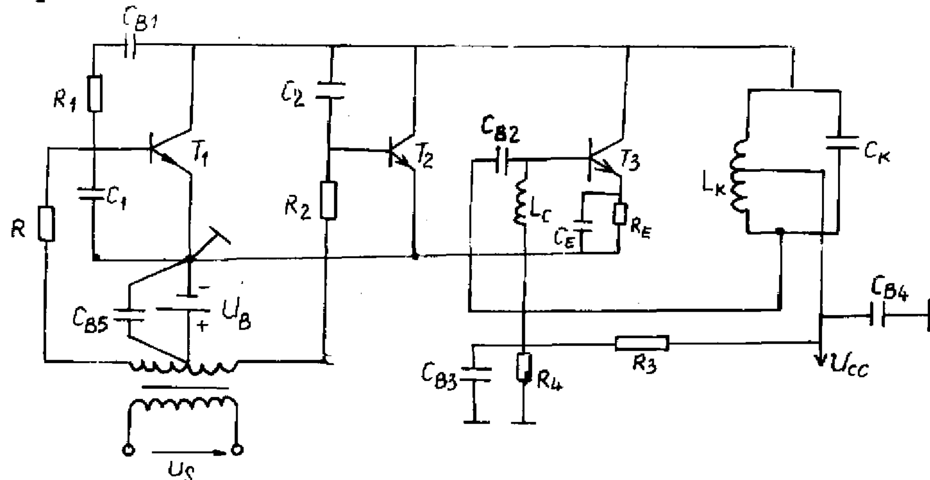
thay đổi và do đó các tham số L_{td} hoặc C_{td} thay đổi làm cho tần số dao động thay đổi theo. Diều tần dùng phần tử điện kháng có thể đạt được lượng di tần tương đối $\frac{\Delta f}{f_t}$ khoảng 2%. Quan hệ giữa lượng di tần với các tham số của mạch cũng như điều biên ký sinh xuất hiện trong quá trình điều tần dùng phần tử điện kháng được nghiên cứu kỹ trong tài liệu [4].

Chú ý rằng, thay cho tranzistor, có thể dùng đèn điện tử hoặc *Fet* trong các sơ đồ điện kháng.

Trên hình 11.22 là sơ đồ bộ dao động ghép biến áp được điều tần bằng phần tử điện kháng phân áp RC. Trong đó T_1 là tranzistor điện kháng, T_2 là tranzistor tạo dao động. Tranzistor điện kháng được mắc một phần (trên L_1) với hệ dao động. Cũng có thể mắc hai tranzistor điện kháng thành một mạch đẩy kéo để tăng lượng di tần như trên hình 10.23. Trên sơ đồ này, T_1 là phần tử điện kháng cảm tính, với $L_{td} = \frac{CR}{S_{T_1}}$ và T_2 là phần tử điện kháng dung tính với $C_{td} = CRS_{T2}$. Theo sơ đồ, khi U_s tăng thì S_{T1} tăng, còn S_{T2} giảm, làm cho L_{td} và C_{td} đều giảm, do đó tần số giảm nhanh hơn theo điện áp điều chế và lượng di tần tăng lên gấp đôi (nếu T_1, T_2 có tham số giống nhau). Mạch còn có ưu điểm, tăng được độ ổn định tần số



Hình 11.22. Sơ đồ bộ tạo dao động điều tần bằng phần tử điện kháng phân áp RC:
C_{B1} - C_{B4} : tụ điện ngắn mạch cao tần;
L_C : cuộn chặn cao tần.



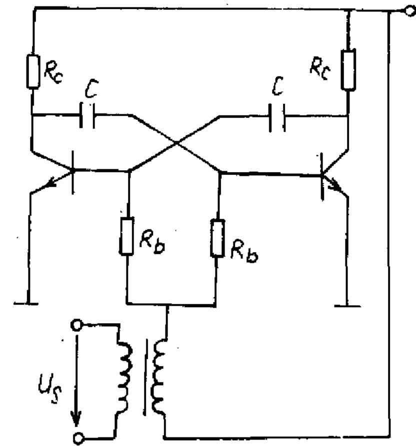
Hình 11.23. Sơ đồ tạo dao động điều tần bằng mạch điện kháng đẩy kéo:
C_{B1} – C_{B4} : tụ điện ngắn mạch cao tần;
C_{B5} : tụ điện ngắn mạch âm tần (u_s).

trung tâm f_t của bộ tạo dao động (T_3). Thật vậy, giả thiết điện áp nguồn cung cấp tăng thì hỗ dẫn của cả T_1 và T_2 đều tăng một lượng ΔS. Lúc đó L_{td} giảm, C_{td} tăng. Nếu mạch điện T_1, T_2 hoàn toàn đối xứng thì lượng tăng của C_{td} sẽ bù được lượng giảm của L_{td}, do đó có thể coi tần số trung tâm không đổi.

3. Điều tần trong các bộ tạo xung. Trên hình 11.24 là sơ đồ mạch dao động đa hài mà dãy xung ra của nó có tần số lặp thay đổi theo điện áp điều chế u_s.

Tần số lặp của mạch dao động đa hài trên hình 11.24 được xác định bởi quá trình phóng của tụ C qua điện trở R_B sau khi có một sụt áp trên điện trở colecto R_C. Khi R_B được đấu trực tiếp với nguồn U_{cc}, quá trình phóng xảy ra giữa các mức bão hòa của tranzistor T_1 và T_2 gần như tuyến tính. Tần số lặp của dãy xung được xác định như sau :

$$F = \frac{1}{2\pi RC\ln 2}$$



Hình 11.24. Điều tần trong bộ dao động đa hài.

Để điều chế tần số lặp của dãy xung, đưa điện áp điều chế u_s vào bazo cùng với điện áp nguồn $+U_{cc}$. Lúc này tần số lặp của dãy xung biến thiên theo điện áp điều chế và được xác định bởi biểu thức (11.52)

$$F \approx \frac{1}{2RC\ln\left[\dfrac{(\Delta U_C/R_B) + I_{Bbh}}{I_{Bbh}}\right]}, \qquad (11.52)$$

trong đó,

$$I_{Bbh} = (U_{cc} + u_s - U_{BEo} + I_{BM}R_B)/R_B$$

là dòng bazo ở trạng thái bão hòa;

U_{BEo} - điện áp cắt bazo–emito (xem đặc tuyến vào hình 1.17);

I_{BM} - Dòng bazo khi tranzistor mở;

ΔU_C - Lượng sụt điện áp trên colecto khi tranzistor chuyển từ tắt sang mở

$$\Delta U_C = U_C - I_{CM}R_C - U_{CEbh}.$$

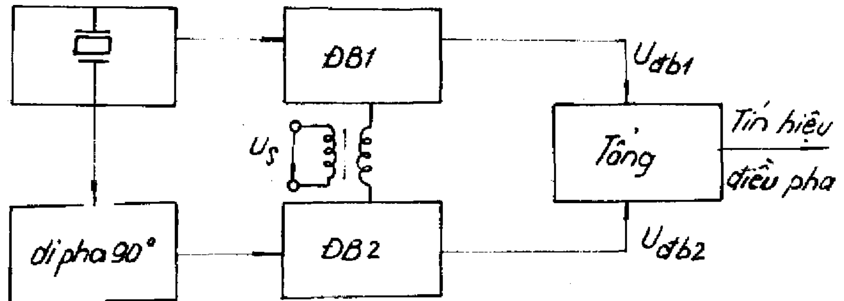
Với mạch này có thể đạt được lượng di tần tương đối $\dfrac{\Delta f_m}{f_t}$ khoảng vài % và hệ số méo phi tuyến khoảng vài ‰. Mạch có tần số trung tâm (tần số lặp F) không cao và khó ổn định. Mạch điện trên hình 11.24 cũng là một mạch điều tần trực tiếp.

Nhược điểm chung của điều tần trực tiếp là độ ổn định tần số trung tâm thấp, vì

không thể dùng thạch anh thay cho mạch cộng hưởng trong bộ tạo dao động để ổn định trực tiếp được. Do đó, để đạt được độ ổn định tần số trung tâm cao, trong mạch điều tần trực tiếp phải dùng mạch tự động điều chỉnh tần số (xem [3] và [4]) tuy nhiên, với mạch điều tần trực tiếp có thể đạt được lượng di tần tương đối lớn.

11.4.3.2. Mạch điều pha

1. Mạch điều chế pha theo Armstrong. Mạch điều pha Armstrong (hình 11.25) được thực hiện theo nguyên lý sau đây : tải tin từ bộ tạo dao động thạch anh được đưa đến bộ điều biên *1* (*ĐB1*) và điều biên *2* (*ĐB2*) lệch pha nhau 90°, còn tín hiệu điều chế u_s đưa đến 2 mạch điều biên ngược pha. Điện áp ra trên hai bộ điều biên :



Hình 11.25. Sơ đồ khối mạch điều pha theo Armstrong.

$$u_{db1} = \hat{U}_{t_1}(1 + m\cos\omega_s t)\cos\omega_t t = \hat{U}_{t_1}\cos\omega_t t +$$

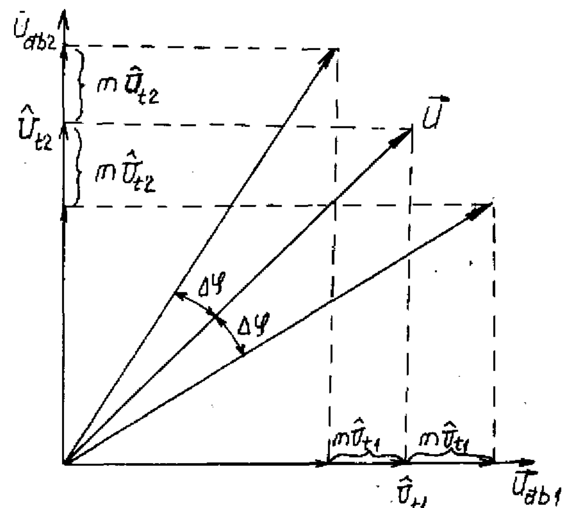
$$+ \frac{m\hat{U}_{t_1}}{2}[\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t]$$

$$u_{db2} = \hat{U}_{t_2}(1 - m\cos\omega_s t)\sin\omega_t t = \hat{U}_{t2}\sin\omega_t t -$$

$$- \frac{m\hat{U}_{t_2}}{2}[\sin(\omega_t + \omega_s)t + \sin(\omega_t - \omega_s)t]$$

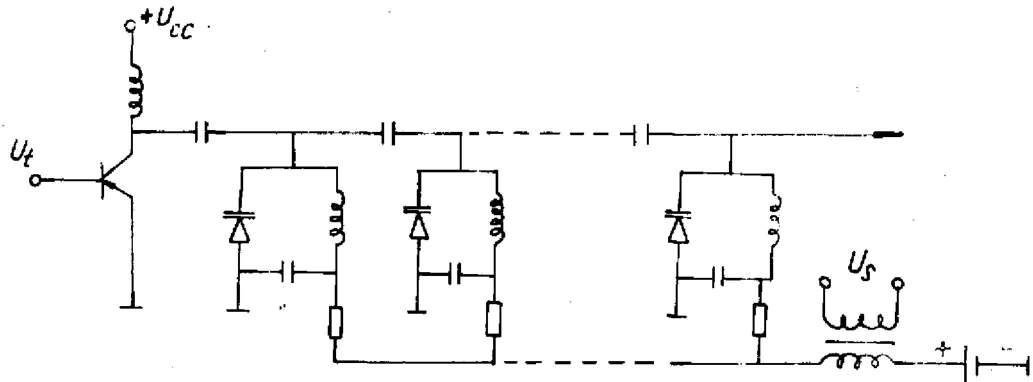
Đồ thị véc tơ của u_{db1}, u_{db2} và véc tơ tổng của chúng được biểu diễn trên hình 11.26.

Từ đồ thị đó, thấy rằng : tổng các dao động đã điều biên $u = u_{db1} + u_{db2}$ là một dao động được điều chế về pha và về biên độ. Điều biên ở đây là điều biên ký sinh. Mạch có nhược điểm là lượng di pha nhỏ. Để hạn chế mức điều biên ký sinh, chọn $\Delta\varphi$ nhỏ. Để có điều biên ký sinh nhỏ hơn 1% thì $\Delta\varphi < 0,35$ radian [4].



Hình 11.26. Đồ thị véc tơ của tín hiệu điều pha theo mạch Armstrong.

2. *Mạch điều chế pha dùng mạch lọc.* Sơ đồ nguyên lý điều chế pha dùng n được biểu diễn trên hình 11.27.



Hình 11.27. Sơ đồ nguyên lý mạch điều chế pha dùng mạch lọc.

Trong mạch điện này, trị số điện dung của điot biến dung phụ thuộc vào điện áp điều chế u_s. Khi u_s thay đổi thì tần số cộng hưởng của mạch lọc lệch khỏi tần số tín hiệu vào f_t một lượng Δf sao cho đối với tín hiệu vào, mạch cộng hưởng là một trở kháng phức được xác định như sau :

$$Z = \frac{R_{td}}{1 + jQ\dfrac{2\Delta\omega}{\omega_t}} \tag{11.53}$$

Với $R_{td} = \dfrac{L}{Cr}$; $Q = \dfrac{1}{\omega Cr} = \dfrac{\rho}{r}$; $\omega_t = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}$

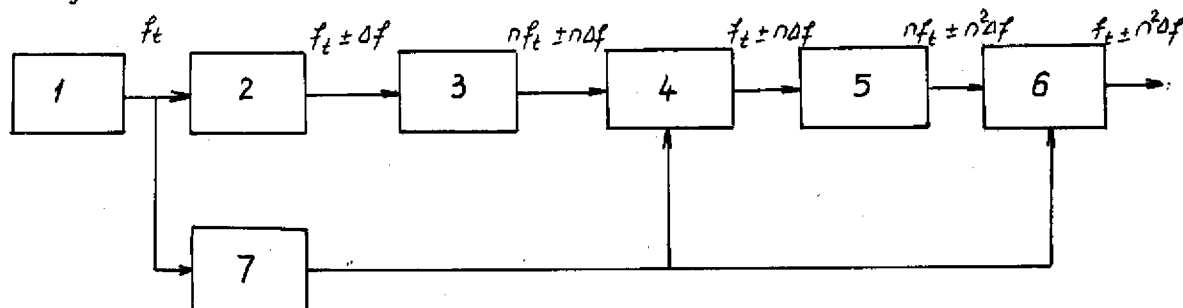
$\Delta\omega = \omega - \omega_t$ và $\omega_t + \omega \approx 2\omega_t$

Góc pha của trở kháng đó được xác định theo biểu thức (11.54).

$$\varphi = \mathrm{arctg}\left(-\frac{2Q\Delta\omega}{\omega_t}\right) \tag{11.54}$$

Rõ ràng khi u_s thay đổi thì $\Delta\omega$ thay đổi, do đó góc pha φ biến đổi một lượng tương ứng. Quá trình điều pha này có kèm theo điều biên ký sinh, vì modyn $|Z|$ cũng biến thiên theo $\Delta\omega$. Cũng tương tự như mạch điều chế pha theo Armstrong, nếu giữ cho mức điều biên ký sinh nhỏ hơn 1% thì góc di pha cực đại $\Delta\varphi = 0{,}35$. Nếu dùng nhiều mắt lọc như trên hình 11.26 thì nhờ chọn các khâu ghép hợp lý, có thể làm cho đặc tuyến $\varphi = f(u_s)$ tuyến tính hơn, do đó đạt được lượng di pha tương đối lớn $\Delta\varphi = \pi$. Trong thực tế các mạch điều chế pha thường được dùng kết hợp với mạch tích phân để thực hiện điều tần gián tiếp. Mạch điều tần gián tiếp so với mạch điều tần trực tiếp thì lượng di tần nhỏ hơn, vì $\Delta\varphi$ nhỏ. Nhưng mạch điều tần gián tiếp có độ ổn định tần số trung tâm cao, vì thế có thể dùng

thạch anh trong tầng tạo dao động để ổn định tần số. Để khắc phục nhược điểm về lượng di tần nhỏ, sau tầng điều tần có thể mắc thêm một số tầng nhân tần để đảm bảo lượng di tần yêu cầu như sơ đồ khối trên hình 10.28.



Hình 11.28. Sơ đồ khối minh họa phương pháp nâng cao lượng di tần trong mạch điều tần gián tiếp (điều tần thông qua điều pha):

1- bộ tạo dao động; 2- mạch điều tần gián tiếp; 3- mạch nhân tần bậc n; 4- mạch trộn tần; 5- mạch nhân tần bậc n; 6- mạch trộn tần; 7- mạch nhân tần bậc (n - 1).

11.4.4. Một số biện pháp để nâng cao chất lượng tín hiệu điều tần. Tín hiệu điều tần có hệ số điều chế $M_f = \frac{\Delta\omega_m}{\omega_s}$. Khi tần số điều chế tăng thì M_f giảm (giả thiết $\hat{U}_s$ = const) làm cho tỉ số tín hiệu trên tạp âm (*S/N*) giảm. Vì vậy trước khi điều chế, tín hiệu điều chế u_s được đưa qua một mạch lọc thông cao. Các thành phần tần số cao của u_s khi qua mạch đó được ưu tiên về mặt biên độ. Ở đầu thu, sau khi tách sóng lại phải dùng một mạch lọc thông thấp có hằng số thời gian bằng hằng số thời gian của mạch lọc thông cao để nhận lại sự phân bố biên độ theo tần số đúng như tín hiệu thực ban đầu.

Trong phát thanh *UKW*, theo tiêu chuẩn châu Âu, người ta quy định hằng số thời gian $\tau = 50\mu s$. Khi truyền tín hiệu điều chế tần số của tín hiệu màu (tín hiệu hiệu) trong hệ SECAM, chọn $\tau = 2\mu s$. Ngoài ra để giảm ảnh hưởng của điều biên ký sinh đối với tín hiệu điều tần có thể đưa tín hiệu điều tần qua mạch hạn biên trước khi đưa vào bộ tách sóng tần số.

CHƯƠNG 12

TÁCH SÓNG

12.1. Khái niệm về tách sóng

Tách sóng là quá trình tìm lại tín hiệu điều chế. Tín hiệu sau khi tách sóng phải giống dạng tín hiệu điều chế ban đầu. Thực tế, tín hiệu điều chế u_s sau khi qua điều chế và qua kênh truyền đưa đến bộ tách sóng đã bị méo dạng thành u_s'. Do méo phi tuyến trong bộ tách sóng, nên sau khi tách sóng ta lại nhận được u_s'' khác dạng với u_s'. Như vậy tín hiệu thu được sau tách sóng thường khác với dạng tín hiệu nguyên thủy (tin tức) u_s. Vì vậy một trong những yêu cầu cơ bản đối với quá trình tách sóng là yêu cầu về méo phi tuyến.

Tương ứng với các loại điều chế, người ta cũng phân biệt các loại tách sóng sau đây: tách sóng biên độ và tách sóng tần số.

12.2. Tách sóng biên độ

12.2.1. Các tham số cơ bản

1. *Hệ số tách sóng.* Tín hiệu vào bộ tách sóng là tín hiệu đã điều biên:

$$u_{VTS} = \hat{U}_{VTS}(t)\cos\omega_t t = \hat{U}_{\omega t}\cos\omega_t t,$$

trong đó, $\hat{U}_{VTS}$ biến thiên theo quy luật của tin tức.

Tín hiệu ra bộ tách sóng biên độ:

$$\hat{U}_{RTS}(t) = K_{TS}\hat{U}_{VTS}(t)$$

với K_{TS} là hệ số tỷ lệ và được gọi là hệ số tách sóng

$$K_{TS} = \frac{\hat{U}_{RTS}}{\hat{U}_{VTS}}$$

trong đó $\hat{U}_{RTS}(t)$ và $\hat{U}_{VTS}(t)$ đều gồm có thành phần một chiều và thành phần biến thiên chậm theo thời gian:

$$\hat{U}_{VTS}(t) = U'_o + u'_s$$
$$\hat{U}_{RTS}(t) = U''_o + u''_s$$

Thực tế, đối với quá trình tách sóng chỉ cần quan tâm đến các thành phần biến thiên chậm (mang tin tức) mà thôi, do đó thường xác định hệ số tách sóng như sau:

$$K_{TS} = \frac{u''_s}{u'_s} , \qquad (11.1)$$

trong đó, u''_s đặc trưng cho sự biến đổi chậm của điện áp ra theo thời gian, còn u'_s đặc trưng cho sự biến đổi của biên độ điện áp vào trên bộ tách sóng.

Hệ số tách sóng càng lớn thì hiệu quả tách sóng càng lớn. Nếu trong quá trình tách sóng K_{TS} = const, nghĩa là K_{TS} chỉ phụ thuộc vào mạch tách sóng mà không phụ thuộc vào biên độ điện áp vào thì u''_s tỷ lệ với u'_s, do đó điện áp ra bộ tách sóng biến thiên cùng quy luật với biên độ điện áp vào. Lúc đó bộ tách sóng không gây méo phi tuyến và được gọi là bộ tách sóng tuyến tính.

2. *Trở kháng vào của bộ tách sóng.* Trở kháng vào bộ tách sóng là tỉ số giữa biên độ điện áp cao tần và biên độ dòng điện cao tần đặt vào bộ tách sóng.

$$Z_{VTS} = \frac{\hat{U}_{VTS}}{\hat{I}_{VTS}} = \frac{\hat{U}_{\omega t}}{\hat{I}_{\omega t}} \tag{12.2}$$

Trị số của Z_{VTS} cho biết mức độ ảnh hưởng của bộ tách sóng đến nguồn tín hiệu vào.

Thông thường, giữa dòng điện vào $i_{\omega t}$ và điện áp vào $u_{\omega t}$ có dịch pha, do đó Z_{VTS} là một số phức, ta có

$$Z_{VTS} = \frac{1}{Y_{VTS}} = \frac{1}{g_{VTS} + jb_{VTS}}$$

g_{VTS} làm giảm hệ số phẩm chất của mạch ra nguồn tín hiệu, còn b_{VTS} làm thay đổi tần số cộng hưởng riêng của nó.

3. *Méo phi tuyến.* Giống như trong bộ khuếch đại, méo phi tuyến được xác định như sau:

$$k = \frac{\sqrt{\hat{I}^2_{2\omega s} + \hat{I}^2_{3\omega s} + \ldots}}{\hat{I}_{\omega s}} 100\%$$

trong đó $\hat{I}_{\omega s}$, $\hat{I}_{2\omega s}$,... lần lượt là biên độ thành phần dòng điện bậc nhất, bậc hai,... của tín hiệu điều chế.

Ở đây không cần quan tâm đến các dòng điện cao tần (tải tần và hài bậc cao của nó), vì trong mạch điện bộ tách sóng có thể dễ dàng lọc bỏ các thành phần này.

12.2.2. Mạch điện bộ tách sóng biên độ

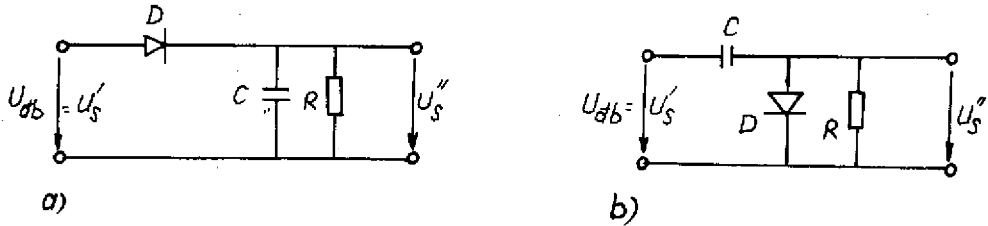
Tách sóng biên độ được thực hiện nhờ các mạch chỉnh lưu (dùng phần tử phi tuyến) hoặc các mạch dùng phần tử tuyến tính tham số.

1. *Tách sóng biên độ bằng mạch chỉnh lưu.* Có hai sơ đồ tách sóng dùng mạch chỉnh lưu: sơ đồ tách sóng nối tiếp và sơ đồ tách sóng song song. Trong sơ đồ tách sóng nối tiếp (hình 12.1*a*), điot tách sóng được mắc nối tiếp với tải, còn trong sơ đồ tách sóng song song, điot tách sóng mắc song song với tải (hình 12.1*b*).

Nếu tín hiệu vào đủ lớn sao cho điot làm việc trong đoạn tương đối thẳng của đặc tuyến và đặc tuyến của điot có thể coi là một đường gấp khúc như trên hình 12.2*a* thì ta có quá trình *tách sóng tín hiệu lớn.* Lúc đó quan hệ volt–ampe của điot được biểu diễn bởi phương trình (12.3):

$$i_D = \begin{cases} Su_D & \text{khi } u_D \geq 0 \\ 0 & \text{khi } u_D < 0 \end{cases} \quad (12.3)$$

Trong các sơ đồ trên hình 12.1, điot chỉ thông đối với nửa chu kỳ dương của dao động cao tần ở đầu vào (hình 12.2). Hình bao của dao động cao tần nhận được nhờ sự phóng nạp của tụ C (hình 12.3).



Hình 12.1. Sơ đồ tách sóng biên độ bằng mạch chỉnh lưu:
a) tách sóng nối tiếp; b) tách sóng song song.

Sau đây ta sẽ phân tích và tính toán sơ đồ tách sóng nối tiếp rồi từ đó suy rộng ra cho sơ đồ tách sóng song song.

Theo hình 12.1*a* và theo biểu thức (12.3) ta viết được biểu thức dòng điện qua điot:

$$i_D = S(u_{db} - u_C) \quad (12.4)$$

với $$u_{db} = \hat{U}_T(1 + m\cos\omega_s t)\cos\omega_t t \quad \text{hoặc} \quad u_{db} = \hat{U}_{db}\cos\omega_t t \quad (12.5)$$

trong đó $$\hat{U}_{db} = \hat{U}_T(1 + m\cos\omega_s t) \quad (12.6)$$

Thay biểu thức (12.5) vào (12.4) ta có:

$$i_D = S(\hat{U}_{db}\cos\omega_t t - u_c) \quad (12.7)$$

Biết rằng khi $\omega_t t = \theta$ thì $i_D = 0$, thay vào (12.7) sẽ có biểu thức (12.8).

$$0 = S(\hat{U}_{db}\cos\theta - u_c) \quad (12.8)$$

Từ (12.8) ta tính được góc dẫn điện của điot:

$$\cos\theta = \frac{u_c}{\hat{U}_{db}} \quad (12.9)$$

Từ (12.7) và (12.8) ta rút ra:

$$i_D = S\hat{U}_{db}(\cos\omega_t t - \cos\theta) \quad (12.10)$$

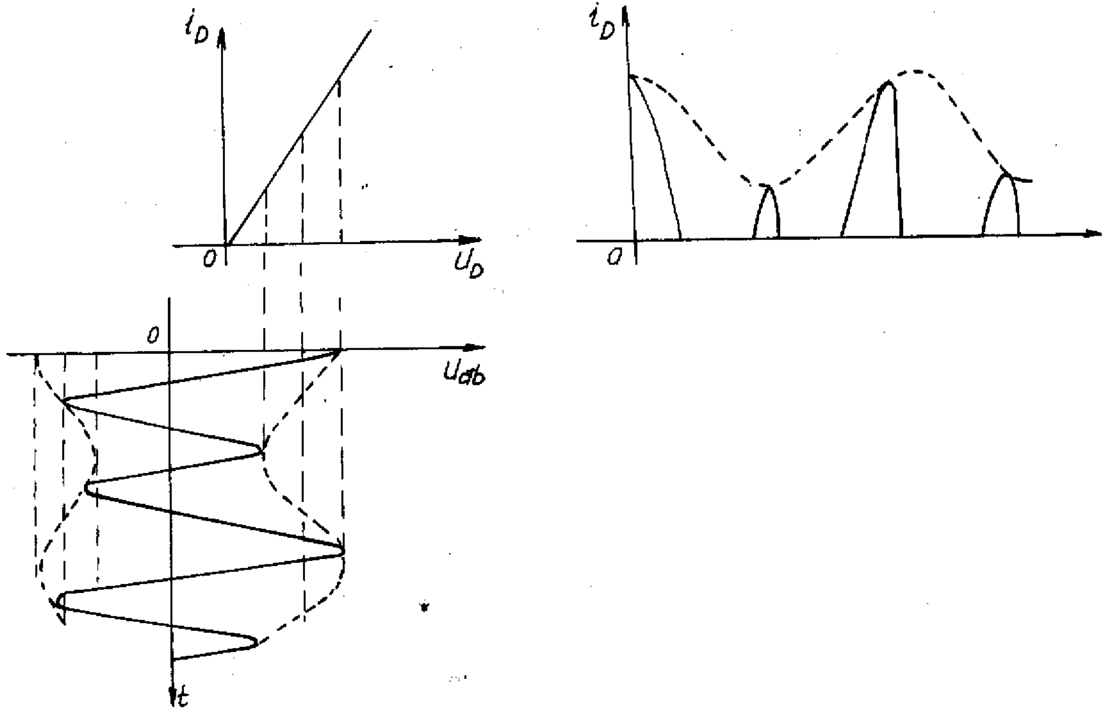
Mặt khác, vì dòng qua điot là một dãy xung hình sin (hình 12.2), nên có thể khai triển i_D theo chuỗi Furier như sau:

$$i_D = I_o + \hat{I}_1\cos\omega_t t + \hat{I}_2\cos 2\omega_t t + \ldots + \hat{I}_n\cos n\omega_t t + \ldots, \quad (12.11)$$

trong đó, theo chuỗi Furier, ta tính được:

$$\left.\begin{aligned} I_0 &= \frac{1}{\pi}\int_0^{\theta} i_D d\omega_t t \\ I_n &= \frac{2}{\pi}\int_0^{\theta} i_D \cos n\omega_t t\, d\omega_t t \end{aligned}\right\} \qquad (12.12)$$

với $n = 1, 2, 3, \ldots$



Hình 12.2. Quá trình tách sóng tín hiệu lớn nhờ mạch chỉnh lưu dùng diot.

Thay (12.10) vào (12.12) rồi lấy tích phân, nhận được các kết quả sau đây:

$$I_0 = \frac{S\hat{U}_{db}}{\pi}(\sin\theta - \theta\cos\theta) \qquad (12.13a)$$

$$\hat{I}_1 = \frac{S\hat{U}_{db}}{\pi}(\theta - \sin\theta\cos\theta) \qquad (12.13b)$$

. . . .

I_0 xác định theo biểu thức (12.13a) có chứa thành phần một chiều thuần túy: $\frac{S\hat{U}_t}{\pi}(\sin\theta - \theta\cos\theta)$ và thành phần biến thiên chậm: $\frac{S\hat{U}_t}{\pi}m(\sin\theta - \theta\cos\theta)\cos\omega_s t$, chính là thành phần hữu ích.

Từ dòng một chiều I_0 xác định điện áp ra trên tải:

$$u_c = RI_0 = \frac{RS}{\pi}\hat{U}_{db}(\sin\theta - \theta\cos\theta) \qquad (12.14)$$

Thay (12.14) vào (12.9) ta có:

$$\cos\theta = \frac{SR}{\pi}(\sin\theta - \theta\cos\theta) \text{ hay}$$

$$\operatorname{tg}\theta - \theta = \frac{\pi}{SR} \tag{12.15}$$

Vậy theo (12.15) góc dẫn điện θ chỉ phụ thuộc vào tham số của mạch điện (S,R) mà không phụ thuộc tín hiệu vào. Do đó có thể kết luận: tách sóng tín hiệu lớn là tách sóng không gây méo phi tuyến.

Nếu giả thiết $\theta = \frac{\pi}{2}$ thì $I_o = \frac{S\widehat{U}_{db}}{\pi}, I_1 = \frac{S\widehat{U}_{db}}{2}, ...$ và biểu thức dòng qua điot (của mạch tách sóng) viết dưới dạng chuỗi Furier cho trường hợp $\theta = 90^o$:

Hình 12.3. Đồ thị thời gian điện áp ra u_C trên tải bộ tách sóng nối tiếp.

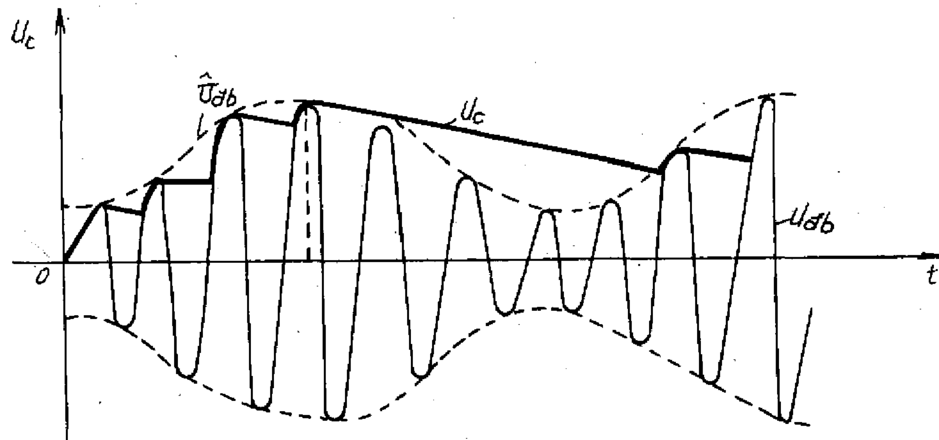
$$i_D = S\widehat{U}_{db}\left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\cos\omega_t t - \frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(-1)^n}{4n^2-1}\cos 2n\omega_t t\right)$$

hay thay (12.6) vào, ta có:

$$i_D = S\widehat{U}_t(1 + m\cos\omega_s t)\left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\cos\omega_t t - \frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(-1)^n}{4n^2-1}\cos 2n\omega_t t\right] \tag{12.16}$$

Từ (12.16) nhận thấy rằng: Phổ của dòng điện i_D gồm có các thành phần: một chiều; ω_t; ω_s; $\omega_t \pm \omega_s$; $n\omega_t \pm \omega_s$. Thông thường $\omega_t >> \omega_s$, nên các thành phần ω_t; $\omega_t \pm \omega_s$ và $n\omega_t \pm \omega_s$ được lọc bỏ dễ dàng nhờ một mạch lọc thông thấp, chỉ còn lại thành phần hữu ích: $i_s = \frac{mS\widehat{U}_t}{\pi}\cos\omega_s t$. Một lần nữa lại thấy rằng tách sóng tín hiệu lớn không gây méo. Vì vậy trước khi tách sóng, cần phải khuếch đại sao cho tín hiệu đủ lớn để đảm bảo chế độ tách sóng tuyến tính.

Trong các sơ đồ trên hình 12.1 phải chọn hằng số thời gian $\tau = RC$ đủ lớn sao cho



Hình 12.4. Hiện tượng méo tín hiệu tách sóng do điện dung tải quá lớn.

dạng điện áp ra tải gần với dạng hình bao của điện áp cao tần ở đầu vào. Thông thường, biên độ điện áp vào lớn hơn 1V hiệu dụng và $R > R_i, R_v$ thì có thể tách sóng được điện áp đỉnh. Tuy nhiên cũng không được chọn τ quá lớn để tránh méo do điện dung tải gây ra. Điều kiện tổng quát để chọn τ:

$$\frac{1}{\omega_t} << RC << \frac{1}{\omega_s} \tag{12.17}$$

Trường hợp chọn C quá lớn làm cho vế thứ hai của bất đẳng thức (12.17) không thỏa mãn thì điện áp ra không biến thiên kịp với biên độ điện áp vào, gây méo tín hiệu (hình 12.4). Để tránh hiện tượng này phải chọn trị số tụ C sao cho tốc độ biến thiên của điện áp ra u_c tối thiểu bằng tốc độ biến thiên của biên độ điện áp vào trong thời gian phóng của tụ C, nghĩa là

$$\left|\frac{du_c}{dt}\right|_{t=t_1} \geq \left|\frac{d\hat{U}_{db}}{dt}\right|_{t=t_1} \tag{12.18}$$

Quá trình phóng của tụ được miêu tả như sau:

$$u_c \approx \hat{U}_{db}\exp(-\frac{t'}{RC}) \text{ , với } t' = t - t_1$$

Do đó $$\left|\frac{du_c}{dt'}\right|_{t'=0} = \frac{\hat{U}_{db}}{RC} \tag{12.19}$$

Từ biểu thức (12.6) suy ra

$$\left|\frac{d\hat{U}_{db}}{dt'}\right|_{t'=0} = \left|\frac{d\{\hat{U}_t[1 + m\cos(\omega_s t' + \varphi)\}}{dt}\right|_{t'=0}$$

hay $$\left|\frac{d\hat{U}_{db}}{dt'}\right|_{t'=0} = m\omega_s\hat{U}_t\sin\varphi \tag{12.20}$$

trong đó φ là góc pha đầu.

Thay (12.19) và (12.20) vào (12.18) ta có:

$$\frac{1}{RC} \geq \frac{m\omega_s\sin\varphi}{1 + m\cos\varphi} \tag{12.21}$$

Đạo hàm vế phải của bất đẳng thức (12.21) theo φ và xét dấu, sẽ thấy rằng vế phải cực đại khi $\cos\varphi = -m$ tức $\sin\varphi = \sqrt{1 - m^2}$. Do đó điều kiện (12.21) được viết lại như sau:

$$\frac{1}{RC} \geq \frac{m\omega_s\sqrt{1 - m^2}}{1 - m^2} = \frac{m\omega_s}{\sqrt{1 - m^2}}$$

hoặc $$RC \leq \frac{\sqrt{1 - m^2}}{m\omega_s} \tag{12.22}$$

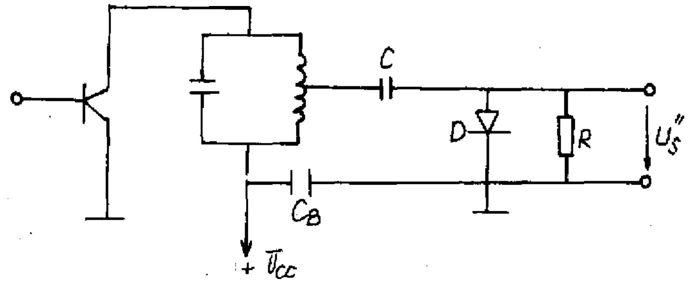
Vậy tích RC phải chọn sao cho điều kiện (12.22) thỏa mãn với mọi tần số điều chế và với hệ số điều chế lớn nhất (m_{max}). Thực hiện điều kiện đó, chính là thực hiện vế phải của

bất đẳng thức (12.17). Thực tế, thường chọn RC theo điều kiện (12.23).

$$\frac{10}{\omega_t} < RC < \frac{1}{\omega_{smax}} \quad (12.23)$$

Muốn dễ dàng thỏa mãn (12.23), phải đảm bảo $\omega_t \geq 100\omega_{smax}$.

Trong hai sơ đồ trên hình 12.1, sơ đồ tách sóng nối tiếp có điện trở vào ($R_v = \frac{R}{2}$) lớn hơn điện trở vào của sơ đồ tách sóng song song ($R_v = \frac{R}{3}$). Ngoài ra, trên tải của sơ đồ tách sóng song song còn có điện áp cao tần, do đó phải dùng bộ lọc để lọc bỏ nó. Vì những lý do đó, nên sơ đồ tách sóng song song chỉ được dùng trong trường hợp cần ngăn thành phần một chiều từ tầng trước đưa đến (hình 12.5).



Hình 12.5. Sơ đồ tách sóng song song ghép với tải tầng trước (ngăn điện áp một chiều đưa ra tải tách sóng).

2. *Tách sóng biên độ dùng phần tử tuyến tính tham số.* Để làm ví dụ, xét bộ tách sóng biên độ dùng mạch nhân tương tự trên hình 12.6. Trên đầu vào thứ nhất của mạch nhân có tín hiệu cần tách sóng:

$$u_{db} = \hat{U}_t(1 + m\cos\omega_s t)\cos\omega_t t \quad (12.24)$$

Trên đầu vào thứ hai đặt vào một tải tin:

$$u_t = \hat{U}_t\cos(\omega_t t + \varphi) \quad (12.25)$$

Trên đầu ra sẽ có tín hiệu:

$$u_r = u_{db}.u_t.K$$

K: hệ số nhân của mạch nhân tương tự

$$u_r = \frac{K\hat{U}_t^2}{2}(1 + m\cos\omega_s t)\cos\varphi + K\hat{U}_t^2\left(\frac{1 + m\cos\omega_s t}{2}\right)\cos(2\omega_t t + \varphi) \quad (12.26)$$

Dùng mạch lọc thông thấp có thể tách ra thành phần hữu ích:

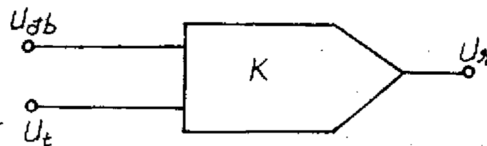
$$u''_s = \frac{K\hat{U}_t^2}{2}(1 + m\cos\omega_s t)\cos\varphi \quad (12.27)$$

Từ (12.26) và (12.27) có thể rút ra những nhận xét sau đây:

– Trong phổ điện áp ra không có thành phần tải tần. Thực tế, do mạch nhân không hoàn toàn đối xứng, nên phổ điện áp ra có chứa tải tần với biên độ nhỏ.

– Muốn tách sóng được, điện áp u_t đặt ở đầu vào thứ hai của mạch nhân phải có tần số bằng tần số tải tin của tín hiệu đã điều biên.

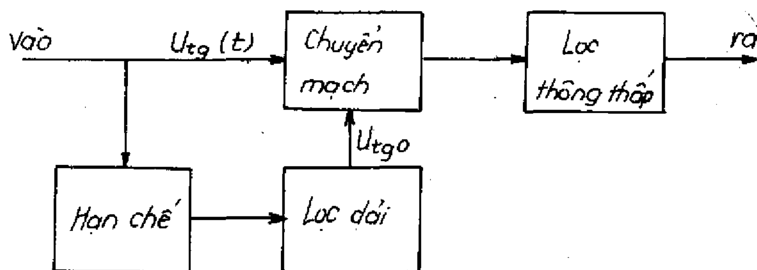
– Biên độ điện áp đầu ra bộ tách sóng phụ thuộc vào góc pha φ, với φ là góc lệch pha giữa tín hiệu cần tách sóng và tải tin phụ. Khi $\varphi = 0; \pi$, biên độ cực đại; khi $\varphi = \pm\frac{\pi}{2}$, biên độ bằng không. Như vậy, bộ tách sóng này vừa có tính chọn lọc về biên độ vừa có tính chọn lọc về pha. Nói cách khác, đó là *bộ tách sóng biên độ – pha*. Do đó, để tách sóng có hiệu quả, cần phải đồng bộ tín hiệu vào và tải tin phụ cả về tần số và về pha. Vì vậy, bộ tách sóng này còn có tên gọi là *bộ tách sóng đồng bộ*.

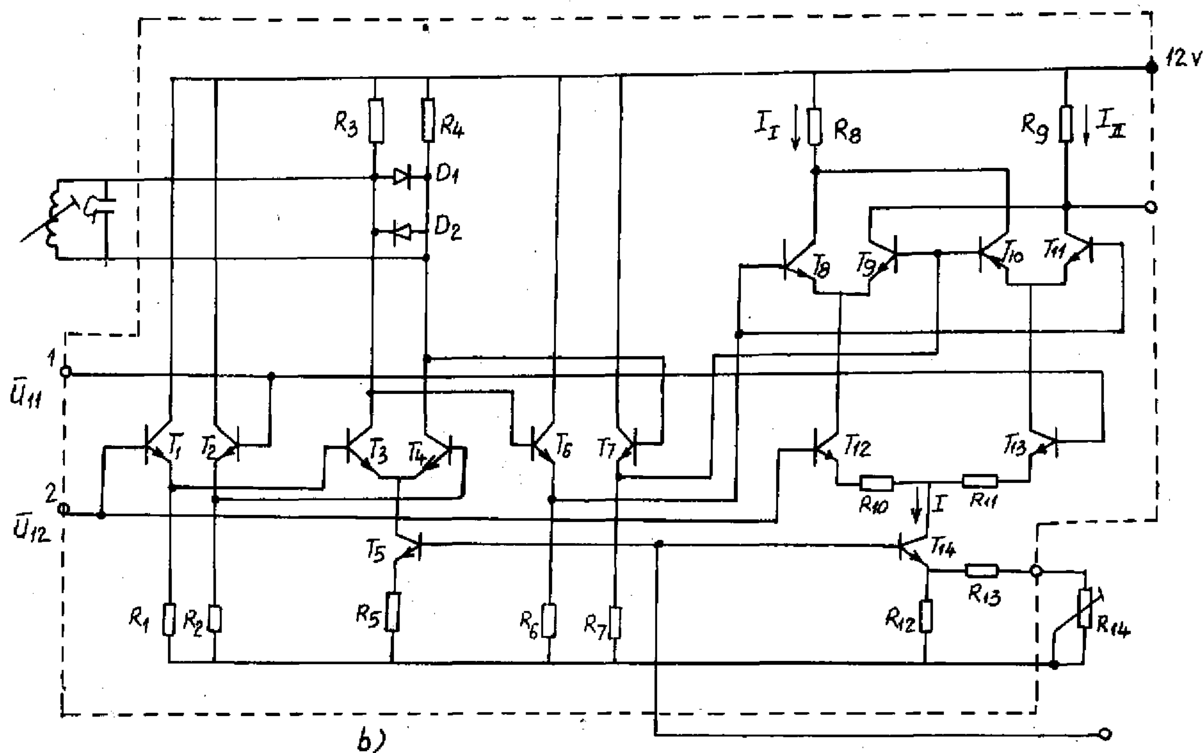


Hình 12.6. Tách sóng đồng bộ dùng mạch nhân tương tự.

So với bộ tách sóng dùng điot thì tách sóng đồng bộ chứa ít thành phần tổ hợp ở đầu ra hơn.

Trên hình 12.7 là một ví dụ về bộ tách sóng đồng bộ được chế tạo dưới dạng vi mạch..





Hình 12.7. Bộ tách sóng đồng bộ dạng vi mạch (dùng để tách sóng tín hiệu hình)
a) sơ đồ khối; b) ví dụ mạch điện cụ thể.

Nó được dùng để tách sóng tín hiệu hình trong máy thu hình. Khi tách sóng tín hiệu hình, cần đặc biệt lưu ý đến méo phi tuyến, vì tải tần màu 4,43MHz và tải tần đường tiếng 5,5MHz trộn với nhau tạo ra các tần số 1,07MHz và các hài n 1,07MHz sẽ gây nhiễu cho đường hình. Mạch tách sóng này có thể loại bỏ các nhiễu đó.

Đầu vào bộ tách sóng là tải tin đường hình đã được điều biên. Phổ của nó được biểu diễn bởi biểu thức tổng quát của nó là

$$u_{tg}(t) = \hat{U}_{tg}[\frac{1}{2}\cos\omega_{tg}t + \frac{m}{2}\cos(\omega_{tg} + \omega_s)t] \quad (12.28)$$

(gồm tải tin và một biên tần trên)

trong đó, ω_{tg} - tần số tải tin;
ω_s - tần số điều chế;
m - hệ số điều chế.

Tín hiệu vào u_{tg} được đồng thời đưa đến bộ hạn biên và bộ chuyển mạch. Qua bộ hạn biên và mạch lọc thông dải sẽ tách ra được tải tần chưa điều chế:

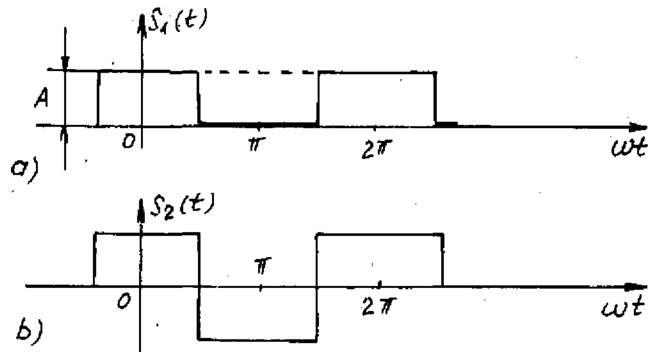
$$u_{tgo} = K\hat{U}_{tg}\cos\omega_{tg}t \quad (12.29)$$

K- hệ số tỷ lệ phụ thuộc vào tính chất của bộ hạn biên và bộ lọc.

u_{tgo} điều khiển chuyển mạch sao cho điện áp vào u_{tg} hoặc được truyền hoàn toàn đến đầu ra chuyển mạch hoặc bị ngắt theo đúng nhịp của tải tần. Như vậy đầu ra bộ chuyển mạch có điện áp:

$$u(t) = u_{tg}(t)S(t)$$

$S(t)$- Hàm số đặc trưng cho bộ chuyển mạch, thường là một dãy xung chữ nhật.



Hình 12.8. Hai dạng khác nhau của hàm chuyển mạch $S(t)$.

Hàm $S(t)$ được biểu diễn trên hình 12.8. Biểu thức toán học của chúng là:

$$S_1(t) = \frac{A}{2} + \frac{2A}{\pi}(\cos\omega_{tg}t - \frac{1}{3}\cos 3\omega_{tg}t + \frac{1}{5}\cos 5\omega_{tg}t + ...) \quad (12.30a)$$

$$S_2(t) = \frac{4A}{\pi}(\cos\omega_{tg}t - \frac{1}{3}\cos 3\omega_{tg}t + \frac{1}{5}\cos 5\omega_{tg}t + ...) \quad (12.30b)$$

Điện áp ra sau tầng chuyển mạch:

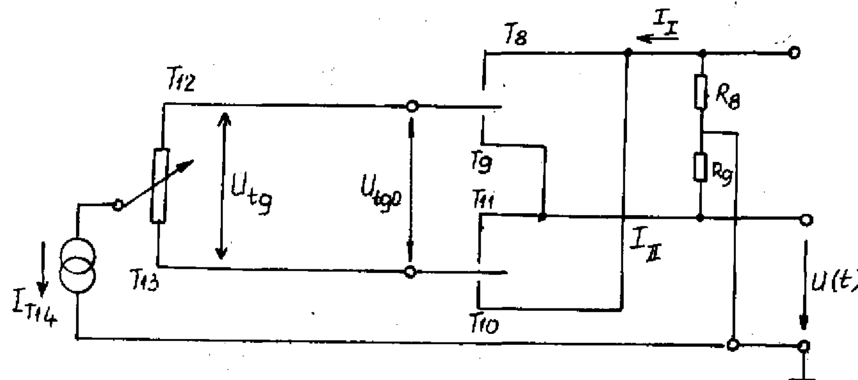
$$u_1(t) = u_{tg}S_1 \approx \frac{1}{4}A\hat{U}_{tg}[\cos\omega_{tg}t + m\cos(\omega_{tg} + \omega_s)t] +$$
$$+ \frac{1}{2\pi}A\hat{U}_{tg}[1 + m\cos\omega_s t + \frac{3}{2}\cos 2\omega_{tg}t + m\cos(2\omega_{tg} + \omega_s)t -$$
$$- \frac{1}{3}m\cos(2\omega_{tg} - \omega_s)t] \quad (12.31a)$$

$$u_2(t) = u_{tg}S_2 \approx \frac{1}{\pi} A \widehat{U}_{tg}[1 + m\cos\omega_s t + \frac{3}{2}\cos 2\omega_{tg} t +$$

$$+ m\cos(2\omega_{tg} + \omega_s)t - \frac{1}{3}m\cos(2\omega_{tg} - \omega_s)t] \qquad (12.31b)$$

Khi dùng hàm $S_1(t)$, điện áp ra ngoài thành phần mong muốn ω_s còn có các thành phần một chiều; tải tần ω_{tg}; biên tần trên của nó $\omega_{tg} + \omega_s$; hàm bậc 2 của tải tần $2\omega_{tg}$ cùng với các biên tần $2\omega_{tg} \pm \omega_s$. Nếu dùng hàm $S_2(t)$, điện áp ra không chứa tải tần ω_{tg} và biên tần trên $\omega_{tg} + \omega_s$. Các thành phần còn lại có biên độ lớn gấp đôi so với trường hợp dùng $S_1(t)$. Trong cả hai trường hợp, dùng bộ lọc thông thấp ở đầu ra dễ dàng lọc bỏ được các thành phần không mong muốn.

Hình 12.7*b* cho một ví dụ về vi mạch (*A240, TDA440*) làm việc theo nguyên tắc vừa nêu: điện áp vào u_{tg} đưa đến bộ khuếch đại tải emito gồm T_1, T_2, sau đó đến bộ khuếch đại vi sai T_3, T_4. T_5 đóng vai trò một nguồn dòng. Điện áp ra trên R_3 và R_4 của bộ khuếch đại vi sai được hạn chế biên độ nhờ các diot D_1 và D_2. D_1 và D_2 mắc song song với mạch cộng hưởng L_1C_1 nhằm lọc bỏ các hài bậc cao, lấy ra tải tần chưa điều chế u_{tgo} đưa vào tầng khuếch đại tải emito T_6T_7 rồi đến bộ chuyển mạch gồm $T_8 + T_{14}$. Bộ khuếch đại vi sai T_{12}, T_{13} làm nhiệm vụ khuếch đại u_{tg}. Nhờ các điện trở R_{10}, R_{11} mắc trong mạch emito, để mở rộng phạm vi làm việc tuyến tính của mạch. Hai bộ khuếch đại vi sai T_8T_9 và $T_{10}T_{11}$ được điều khiển bởi tải tin chưa điều chế u_{tgo} đưa từ bộ hạn biên đến. Vì biên độ u_{tgo} khá lớn, nên các bộ khuếch đại vi sai này làm việc ở chế độ khóa. T_{14} là nguồn dòng. Nguyên lý làm việc của tầng chuyển mạch được minh họa bởi sơ đồ tương đương trên hình 12.9.



Hình 12.9. Sơ đồ tương đương tầng chuyển mạch của bộ tách sóng biên độ trên hình 12.7.

Do mắc chéo colecto của T_9 và T_{10}, nên tầng chuyển mạch có hàm truyền đạt $S_2(t)$ của một dãy xung chữ nhật có cực tính thay đổi như biểu diễn trên hình 12.8*b*.

Điện áp ra *u(t)* lấy trên R_9 không đối xứng. Hạ áp trên R_8 không được dùng đến, do đó thực tế không cần mắc R_8 trong mạch. Khi thay đổi chiết áp R_{14} thì dòng điện của nguồn dòng T_{14} thay đổi, nhờ đó có thể thay đổi được mức trắng của tín hiệu video.

12.2.3. Hiện tượng phách và hiện tượng chèn ép trong bộ tách sóng biên độ

Trường hợp trên đầu vào bộ tách sóng biên độ có hai dao động cao tần (tín hiệu và

nhiễu) thì trong bộ tách sóng xảy ra hiện tượng phách và hiện tượng chèn ép.

1. Hiện tượng phách. Giả thiết các điện áp đặt vào bộ tách sóng biên độ:

$$u_1 = \hat{U}_1 \cos\omega_1 t$$
$$u_2 = \hat{U}_2 \cos\omega_2 t$$

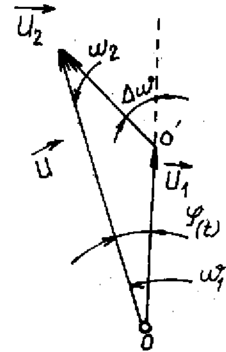
Do đó điện áp tổng:

$$\vec{u} = \vec{u}_1(t) + \vec{u}_2(t) = \hat{U}(t)\cos[\omega_1 t + \varphi(t)]$$

Vì u_1 và u_2 có tần số không cố định, nên biên độ của véc tơ tổng không cố định. Tại một thời điểm bất kỳ ta có véc tơ tổng $\vec{u}$ như trên hình 12.10. Nếu coi $\vec{u}_1$ đứng yên, thì $\vec{u}_2$ quay quanh 0' với vận tốc góc ω_2, do đó $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$. Áp dụng hệ thức lượng trong tam giác thường, ta tìm được:

$$\hat{U}(t) = \sqrt{\hat{U}_1^2 + \hat{U}_2^2 + 2\hat{U}_1\hat{U}_2\cos\Delta\omega t}$$

$$\varphi(t) = \text{arctg}\,\frac{\hat{U}_2\sin\Delta\omega t}{\hat{U}_1 + \hat{U}_2\cos\Delta\omega t}$$



Hình 12.10. Đồ thị véc tơ của các điện áp đặt vào bộ tách sóng biên độ.

Vì bộ tách sóng biên độ không có phản ứng đối với pha của điện áp đặt vào, nên để xét kết quả ra trên bộ tách sóng không cần quan tâm đến φ(t).

Nếu giả thiết bộ tách sóng không có quán tính đối với tần số hiệu $\Delta\omega$ nghĩa là $\frac{1}{\Delta\omega.C} >> R$ thì điện áp ra trên tải bộ tách sóng theo định nghĩa:

$$\hat{U}_{RTS} = K_{TS}\hat{U}_{VTS} = K_{TS}\hat{U}(t)$$

$$= K_{TS}\hat{U}_1\sqrt{1 + \frac{\hat{U}_2^2}{\hat{U}_1^2} + 2\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1}\cos(\Delta\omega.t)} \quad (12.32)$$

Như vậy, điện áp ra biến thiên theo tần số hiệu $\Delta\omega$. Đó là hiện tượng phách.

Hiện tượng phách được ứng dụng trong điện báo đẳng biên. Tín hiệu báo đẳng biên sau khi tách sóng là điện áp một chiều, do đó nó không có tác dụng đối với tai nghe. Vì vậy để tách sóng tín hiệu điện báo đẳng biên có tần số ω_1, còn đưa thêm tín hiệu ngoại sai có tần số ω_2 vào bộ tách sóng sao cho $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ nằm trong phạm vi âm tần để tai ta có thể nhận biết được.

2. Hiện tượng chèn ép. Trường hợp hai dao động tác động lên bộ tách sóng có biên độ chênh lệch nhau nhiều thì hiện tượng phách trở thành hiện tượng chèn ép.

Trong biểu thức (12.32), đặt

$$x = \frac{\hat{U}_2^2}{\hat{U}_1^2} + 2\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1}\cos\Delta\omega.t.$$

Nếu giả thiết $\hat{U}_2 << \hat{U}_1$ thì $x << 1$.

Áp dụng biểu thức gần đúng, ta viết lại biểu thức (12.32) như sau:

$$\begin{aligned}\hat{U}(t) &= K_{TS}\hat{U}_1\sqrt{1+x} \\ &\approx K_{TS}\hat{U}_1\left(1 + \frac{\hat{U}_2^2}{2\hat{U}_1^2} + \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1}\cos\Delta\omega t\right) \\ &= K_{TS}\left(\hat{U}_1 + \frac{\hat{U}_2^2}{2\hat{U}_1} + \hat{U}_2\cos\Delta\omega t\right)\end{aligned} \tag{12.33}$$

Từ (12.33) suy ra tín hiệu ra đối với từng tín hiệu vào u_1 và u_2

$$\hat{U}_{RTS1} = K_{TS}\hat{U}_1;\ \text{do đó } K_{TS1} = K_{TS}$$

$$\hat{U}_{RTS2} = K_{TS}\frac{\hat{U}_2^2}{2U_1} = K_{TS2}\hat{U}_2,\ \text{do đó } K_{TS2} = K_{TS}\frac{\hat{U}_2}{2\hat{U}_1}$$

Vì $\hat{U}_1 >> \hat{U}_2$, nên $K_{TS1} >> K_{TS2}$, nghĩa là khi trên đầu vào bộ tách sóng biên độ có hai dao động cao tần biên độ khác nhau nhiều thì trong quá trình tách sóng có hiện tượng tín hiệu lớn chèn ép tín hiệu bé. Hiện tượng này biểu hiện tính chọn lọc theo biên độ của bộ tách sóng. Vậy khi nhiễu có biên độ nhỏ hơn nhiều so với biên độ tín hiệu hữu ích thì rõ ràng tác dụng chọn lọc rất có lợi. Tuy nhiên khi tín hiệu nhỏ hơn nhiễu, phải chú ý nâng cao mức tín hiệu để tránh hiện tượng tín hiệu bị nhiễu chèn ép.

12.3. Tách sóng tín hiệu đơn biên

Tách sóng tín hiệu điều chế đơn biên thường được thực hiện nhờ mạch điều chế vòng. Tín hiệu đơn biên với tần số: $\omega_t + \omega_s$ đặt lên một đầu vào của mạch điều chế vòng, tải tin phụ với tần số ω_t được tạo ra ở đầu thu được đưa đến đầu vào thứ hai của mạch. Trên đầu ra mạch điều chế vòng là tín hiệu có tần số: ω_s và $2\omega_t + \omega_s$. Nhờ một mạch lọc thông thấp lấy ra được thành phần mong muốn với tần số ω_s. Vấn đề chính ở đây là việc tạo ra tải tin phụ ở đầu thu sao cho tần số của nó hoàn toàn đồng bộ với tần số của tải tin đầu phát (trước điều chế). Để làm điều đó, thường người ta lọc lấy tải tin đã bị nén trong tín hiệu hữu ích đã thu được, rồi khuếch đại và hạn biên để có tải tin đủ lớn đem cộng trực tiếp với tín hiệu đơn biên hoặc đưa đến bộ tạo tải tin phụ ở đầu thu để thực hiện đồng bộ.

12.4. Tách sóng tín hiệu điều tần

12.4.1. Khái niệm

Tách sóng tín hiệu điều tần là quá trình biến đổi độ lệch tần số tức thời của tín hiệu đã điều tần so với tần số trung bình thành biến thiên điện áp ở đầu ra.

Đặc trưng cho quan hệ biến đổi đó là đặc tuyến truyền đạt của bộ tácn sóng. Đó là đường biểu diễn quan hệ giữa điện áp ra và lượng biến thiên tần số ở đầu vào (hình 12.11).

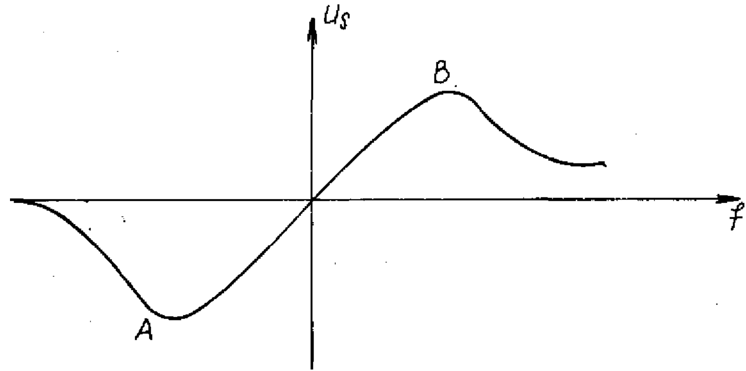
Để hạn chế méo phi tuyến, phải chọn điểm làm việc trong phạm vi tương đối thẳng của đặc tuyến truyền đạt (đoạn AB trên đặc tuyến hình 12.11). Hệ số truyền đạt của bộ tách sóng là độ dốc lớn nhất (trong khu vực làm việc) của đặc tuyến truyền đạt. Theo hình 12.11 ta xác

định được hệ số truyền đạt như sau:

$$S_f = \frac{du_s}{d\Delta f}\Big|_{\Delta f=0} \qquad (12.34)$$

Tách sóng tần số và tách sóng pha thường được thực hiện theo một trong những nguyên tắc sau đây:

1. Biến tín hiệu điều tần hoặc điều pha thành tín hiệu điều biên rồi thực hiện tách sóng biên độ.



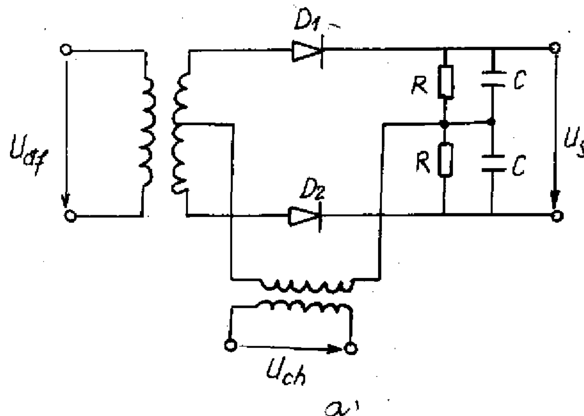
Hình 12.11. Đặc tuyến truyền đạt của bộ tách sóng tần số.

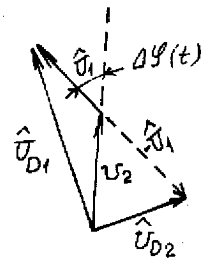
2. Biến tín hiệu điều tần thành tín hiệu điều chế độ rộng xung rồi thực hiện tách sóng tín hiệu điều chế độ rộng xung nhờ một mạch tích phân.

3. Làm cho tần số của tín hiệu cần tách sóng bám theo tần số của một bộ tạo dao động nhờ hệ thống vòng giữ pha *PLL* (Phase locked loop), điện áp sai số chính là điện áp cần tách sóng.

12.4.2. Mạch điện bộ tách sóng tần số

1. Mạch tách sóng pha cân bằng dùng diot (dixcriminator). Mạch tách sóng pha cân bằng là hai mạch tách sóng biên độ dùng điot ghép với nhau (hình 12.12). Tín hiệu cần tách sóng chính là tín hiệu đã điều pha, u_{df} được so sánh về pha với một dao động chuẩn u_{ch}. Biểu thức của u_{df} và u_{ch} như sau:





Hình 12.12. a) mạch điện bộ tách sóng pha dùng điot; b) đồ thị véc tơ của các điện áp.

$$u_{df} = \hat{U}_1\cos[\omega_{01}t + \varphi(t) + \varphi_{01}] = \hat{U}_1\cos\varphi_1(t)$$

$$u_{ch} = \hat{U}_2\cos(\omega_{02}t + \varphi_{02}) = \hat{U}_2\cos\varphi_2(t)$$

Điện áp đặt lên hai bộ tách sóng biên độ (điot D_1, D_2) tương ứng là:

$$u_{D1} = \hat{U}_1\cos[\omega_{01}t + \varphi(t) + \varphi_{01}] + \hat{U}_2\cos(\omega_{02}t + \varphi_{02})$$

$$u_{D2} = -\hat{U}_1\cos[\omega_{01}t + \varphi(t) + \varphi_{01}] + \hat{U}_2\cos(\omega_{02}t + \varphi_{02})$$

Điện áp ra tương ứng trên hai bộ tách sóng biên độ xác định được theo đồ thị véc tơ hình 12.12*b*.

$$\hat{U}_I(t) = u_{s1} = K_{TS}\hat{U}_{D1} = K_{TS}\sqrt{\hat{U}_1^2 + \hat{U}_2^2 + 2\hat{U}_1\hat{U}_2\cos\Delta\varphi(t)} \tag{12.35a}$$

$$\hat{U}_{II}(t) = u_{s2} = K_{TS}\hat{U}_{D2} = K_{TS}\sqrt{\hat{U}_1^2 + \hat{U}_2^2 - 2\hat{U}_1\hat{U}_2\cos\Delta\varphi(t)} \tag{12.35b}$$

trong đó, K_{TS} là hệ số truyền đạt của bộ tách sóng biên độ, xác định theo biểu thức (12.36).

$$K_{TS} = \frac{u_s}{m\hat{U}_t}. \tag{12.36}$$

$\Delta\varphi(t)$ là hiệu pha của hai điện áp vào:

$$\Delta\varphi(t) = (\omega_{01} - \omega_{02})t + \varphi(t) + \varphi_{01} - \varphi_{02}$$

Điện áp ra trên bộ tách sóng:

$$u_s = u_{s1} - u_{s2}$$

$$= K_{TS}[\sqrt{\hat{U}_1^2 + \hat{U}_2^2 + 2\hat{U}_1\hat{U}_2\cos\Delta\varphi(t)} - \sqrt{\hat{U}_1^2 + \hat{U}_2^2 - 2\hat{U}_1\hat{U}_2\cos\Delta\varphi(t)}] \tag{12.37}$$

Vậy trị tức thời của điện áp ra trên bộ tách sóng phụ thuộc vào hiệu pha của tín hiệu điều pha và tín hiệu chuẩn. Trường hợp $\omega_{01} = \omega_{02}$ và $\varphi_{o1} = \varphi_{o2}$ thì điện áp ra chỉ còn phụ thuộc vào pha của tín hiệu vào $\varphi(t)$.

Nếu $\omega_{01} = \omega_{02}$ và tín hiệu vào không phải là tín hiệu điều chế pha, nghĩa là $\varphi(t) = 0$ thì điện áp ra có biểu thức sau đây:

$$u_s = K_{TS}[\sqrt{\hat{U}_1^2 + \hat{U}_2^2 + 2\hat{U}_1\hat{U}_2\cos\Delta\varphi_o} - \sqrt{\hat{U}_1^2 + \hat{U}_2^2 - 2\hat{U}_1\hat{U}_2\cos\Delta\varphi_o}] \tag{12.38}$$

Theo (12.37), đặc tuyến truyền đạt của bộ tách sóng pha cân bằng $u_s = f(\Delta\varphi)$ là một hàm số tuần hoàn theo hiệu pha, nó cực đại khi

$\Delta\varphi_o = 0; 2\pi; 4\pi;...$, cực tiểu khi

$\Delta\varphi_o = \pi; 3\pi; 5\pi;...$ và bằng không khi

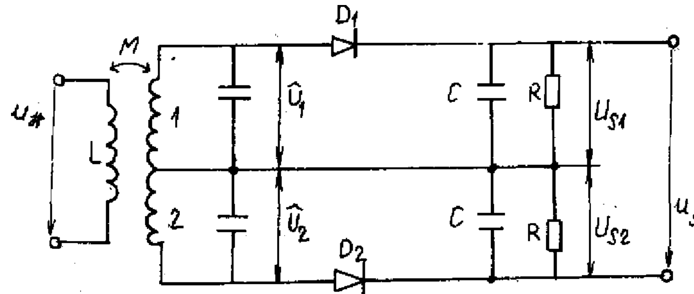
$\Delta\varphi_o = (2n + 1)\frac{\pi}{2}$ (với $n = 0, 1, 2,...$)

Nguyên lý làm việc của mạch này dựa vào sự so pha của hai dao động giống như trong mạch tách sóng đồng bộ. Vì vậy có thể dùng mọi sơ đồ tách sóng đồng bộ để tách sóng pha.

2. Bộ tách sóng tần số dùng mạch lệch cộng hưởng. Trên hình 12.13 là sơ đồ bộ tách

sóng tần số dùng mạch lệch cộng hưởng. Đầu vào hai bộ tách sóng biên độ (D_1, D_2) là hai mạch cộng hưởng được điều chỉnh cộng hưởng tại các tần số ω_1 và ω_2. Nếu gọi tần số trung tâm của tín hiệu điều tần đầu vào là $\omega_o = \omega_t$ thì

$$\omega_1 = \omega_o + \Delta\omega_o;\ \omega_2 = \omega_o - \Delta\omega_o$$



Hình 12.13. Mạch điện bộ tách sóng tần số dùng mạch lệch cộng hưởng.

Sự điều chuẩn mạch cộng hưởng lệch khỏi tần số trung bình của tín hiệu vào làm biên độ điện áp vào của hai bộ tách sóng biên độ (U_1,U_2) thay đổi phụ thuộc vào tần số điện áp vào. Từ mạch điện hình 12.13 ta xác định được:

$$\hat{U}_1 = m\hat{U}_{dt}Z_1\,; \qquad (12.39a)$$

$$\hat{U}_2 = m\hat{U}_{dt}Z_2\,, \qquad (12.39b)$$

trong đó, m là hệ số ghép của biến áp vào; $m = \frac{M}{L}$, Z_1 và Z_2 là trở kháng của hai mạch cộng hưởng *1* và *2*.

Tương tự như biểu thức (11.53), ta tính được

$$Z_1 = \frac{R_{td1}}{\sqrt{1 + [2Q_1 \frac{(\omega - \omega_1)}{\omega_1}]^2}} = \frac{R_{td1}}{\sqrt{1 + (\xi - \xi_o)^2}} \qquad (12.40a)$$

$$Z_2 = \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + [2Q_2 \frac{(\omega - \omega_2)}{\omega_2}]^2}} = \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + (\xi_o + \xi)^2}} \qquad (12.40b)$$

R_{td1}; R_{td2} lần lượt là trở kháng của hai mạch cộng hưởng tại tần số cộng hưởng ω_1, ω_2; Q_1; Q_2 là phẩm chất của các mạch cộng hưởng tương ứng.

Chọn hai mạch cộng hưởng như nhau, ta có

$$R_{td1} = R_{td2} = R_{td}$$

$$Q_1 = Q_2 = Q$$

$\xi_o = \frac{2Q\,|\,\omega_o - \omega_{1,2}\,|}{\omega_o}$ là độ lệch tần số tương đối giữa tần số cộng hưởng riêng của mạch dao động so với tần số trung bình của tín hiệu vào.

$\xi = 2Q \dfrac{|\omega - \omega_o|}{\omega_o}$ là độ lệch tần số tương đối giữa tần số tín hiệu vào và tần số trung bình.

Theo (12.40) khi tần số tín hiệu vào ω thay đổi thì Z_1, Z_2 thay đổi, kéo theo sự thay đổi của biên độ điện áp vào $\widehat{U}_1$ và $\widehat{U}_2$, nghĩa là quá trình biến đổi tín hiệu điều tần thành tín hiệu điều biên đã được thực hiện. Qua bộ tách sóng biên độ, ta nhận được các điện áp ra:

$$u_{s1} = K_{TS}\widehat{U}_1 = K_{TS}m\widehat{U}_{dt} \frac{R_{td1}}{\sqrt{1 + (\xi_o - \xi)^2}} \quad (12.41a)$$

$$u_{s2} = K_{TS}\widehat{U}_2 = K_{TS}m\widehat{U}_{dt} \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + (\xi_o + \xi)^2}} \quad (12.41b)$$

Điện áp ra tổng:

$$u_s = u_{s1} - u_{s2} = K_{TS}mR_{td}\widehat{U}_{dt}\psi(\xi,\xi_o),$$

trong đó
$$\psi(\xi,\xi_o) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi_o - \xi)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi_o + \xi)^2}}$$

$$\psi = \psi_{max} \quad \text{khi } \xi = \pm \xi_o.$$

Độ dốc của đặc tuyến truyền đạt được xác định như sau:

$$S_f = \frac{du_s}{d\Delta f}\Big|_{\Delta f=0} = K_{TS}m\widehat{U}_{dt}R_{td} \frac{d\psi(\xi,\xi_o)}{d\xi}\Big|_{\xi=0}$$

$$= \frac{K_{TS}mR_{td}\widehat{U}_{dt}}{f_o} \frac{2\xi_o}{(1+\xi_0^2)^{3/2}} \quad (12.42)$$

Vậy hệ số truyền đạt của bộ tách sóng phụ thuộc vào ξ_o. Đạo hàm (12.42) theo ξ_o và xét cực trị, ta thấy $S_f = S_{fmax}$ khi $\xi_o = \pm \dfrac{1}{\sqrt{2}}$ Vậy muốn có hệ số truyền đạt cực đại, phải chọn lượng lệch tần số $\Delta\omega_o$ theo điều kiện sau đây:

$$\Delta\omega_o = \frac{\omega_o\xi_o}{2Q} = \pm\frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{\omega_o}{Q} \quad (12.43)$$

Tách sóng dùng mạch lệch cộng hưởng có nhược điểm là khó điều chỉnh cho hai mạch cộng hưởng hoàn toàn đối xứng nên ít được dùng.

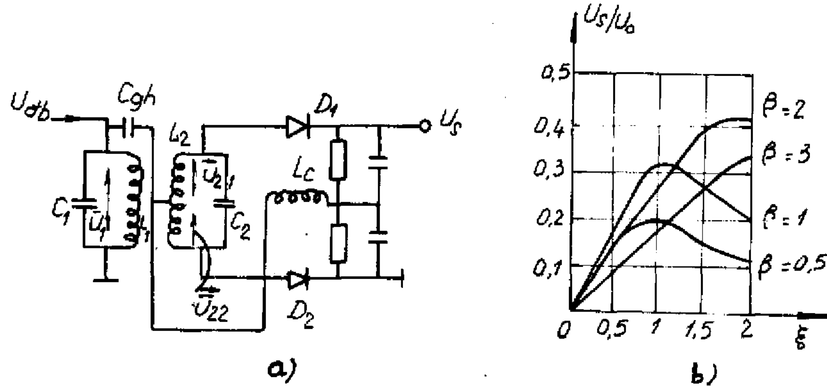
3. Tách sóng tần số dùng mạch cộng hưởng ghép. Mạch điện bộ tách sóng tần số dùng mạch cộng hưởng ghép được biểu diễn trên hình 12.14. Mạch điện làm việc theo nguyên tắc: chuyển biến thiên tần số thành biến thiên về pha, sau đó thực hiện tách sóng pha nhờ bộ tách sóng biên độ. Tín hiệu điều tần một mặt được ghép qua biến áp đưa đến mạch dao động thứ cấp, một mặt được ghép qua tụ C_{gh}. Do đó điện áp đặt lên các diot D_1 và D_2 lần lượt:

$$\overline{U}_{D1} = \overline{U}_1 + \overline{U}_{21} \quad (12.44a)$$
$$\overline{U}_{D2} = \overline{U}_1 + \overline{U}_{22} \quad (12.44b)$$

Ta phân biệt 3 trường hợp:

+ Khi tần số tín hiệu vào $f = f_o$ (đồ thị véc tơ hình 12.15), trong đó f_o là tần số cộng hưởng của mạch cộng hưởng sơ cấp và thứ cấp, dòng điện qua điện cảm L_1 chậm pha so với $\overline{U}_1$ một góc 90^o và được xác định như sau:

$$\overline{I}_{1L} = \frac{\overline{U}_1}{j\omega L_1} \tag{12.45}$$



Hình 12.14. a) sơ đồ bộ tách sóng tần số dùng mạch cộng hưởng ghép; b) đặc tuyến truyền đạt của bộ tách sóng.

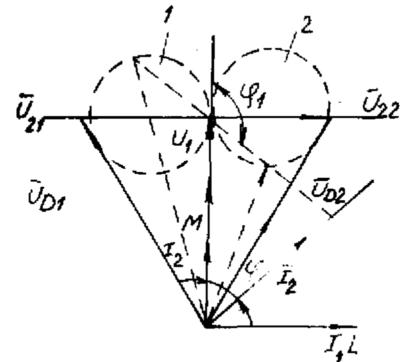
$\overline{I}_{1L}$ gây ra trong cuộn thứ cấp L_2 sức điện động:

$$\overline{E}_M = j\omega M\overline{I}_{1L} \tag{12.46}$$

Giả thiết $M > 0$, nên $\overline{E}_M$ sớm pha so với $\overline{I}_{1L}$ một góc 90^o. $\overline{E}_M$ sinh ra dòng $\overline{I}_2$ trong mạch cộng hưởng thứ cấp. Vì $f = f_o$, nên $\overline{I}_2$ đồng pha với $\overline{E}_M$

$$\overline{I}_2 = \frac{\overline{E}_M}{r_2} \tag{12.47}$$

r_2 là điện trở tổn hao của mạch cộng hưởng thứ cấp. Điện áp $\overline{U}_{21}$ và $\overline{U}_{22}$ ngược pha với nhau và lệch pha so với $\overline{I}_2$ là $\pm 90^o$. Vì $\overline{U}_{D1}$ và $\overline{U}_{D2}$ có biên độ như nhau, nên điện áp ra



Hình 12.15. Đồ thị véc tơ các dòng điện và điện áp vào của bộ tách sóng tần số dùng mạch cộng hưởng ghép.

$$u_s = K_{TS}(\overline{U}_{D1} - \overline{U}_{D2}) = 0$$

+ Trường hợp $f > f_o$ (đường đứt nét trên đồ thị véc tơ hình 12.15). Mạch cộng hưởng thứ cấp mang tính chất điện cảm, nên $\overline{I}_2$ chậm pha so với $\overline{E}_M$ một góc $\varphi < 90^o$. $\overline{U}_{21}$ và $\overline{U}_{22}$ ngược pha nhau và vuông góc với $\overline{I}_2$. Giữa $\overline{U}_1$ và $\overline{U}_{21}$, $\overline{U}_{22}$ có góc lệch pha lần lượt là φ_1 và $\pi - \varphi_1$. Tần số tín hiệu vào càng lệch khỏi tần số cộng hưởng trung tâm f_o thì biên độ của $|\overline{U}_{D1}|$ càng lớn hơn biên độ của $|\overline{U}_{D2}|$, do đó trị số điện áp ra u_s càng lớn.

+ Trường hợp $f < f_o$ thì mạch thứ cấp mang tính chất điện dung, nên $\overline{I}_2$ sớm pha hơn $\overline{E}_M$, do đó $|\overline{U}_{D1}| < |\overline{U}_{D2}|$ và $u_s < 0$.

Tóm lại, khi tần số tín hiệu vào thay đổi thì đầu mút của véc tơ $\overline{U}_{D1}$ và $\overline{U}_{D2}$ di chuyển trên các vòng tròn *1* và *2* trên hình 12.15. làm cho điện áp ra thay đổi về trị số và cực tính. Trị số điện áp ra đặc trưng cho độ lệch tần số của tín hiệu vào so với tần số trung tâm f_o; còn cực tính của điện áp ra cho biết tần số tín hiệu vào lệch khỏi tần số trung tâm về phía nào (lớn hơn hay nhỏ hơn f_o).

Tính toán cụ thể theo [6] sẽ nhận được đặc tuyến truyền đạt bộ tách sóng như biểu diễn trên hình 12.14*b*. Trong đó $\xi = 2Q\dfrac{\omega-\omega_o}{\omega_o}$ đặc trưng cho độ lệch tần số so với tần số trung tâm và được gọi là độ lệch tần số tương đối; U_o là trị số chuẩn hóa của điện áp ra; $\beta = \dfrac{k}{Q}$ là hệ số ghép giữa hai mạch cộng hưởng; $k = \dfrac{M}{\sqrt{L_1L_2}}$ là hệ số ghép tổng quát; $d = \dfrac{1}{Q}$ là hệ số tổn hao của mạch cộng hưởng và Q là hệ số phẩm chất.

Từ đặc tuyến truyền đạt hình 12.14*b* rút ra mấy nhận xét sau đây:

+ Hệ số tách sóng S_f phụ thuộc vào hệ số ghép β. $S_f = S_{fmax}$ khi $\beta = 0{,}85$. Thường chọn $\beta = 1$, lúc đó $S_f \approx S_{fmax}$.

+ Khi $\xi = \pm\beta$ thì đặc tuyến truyền đạt đổi chiều biến thiên. Thực tế đặc tuyến chỉ được coi là thẳng trong phạm vi

$$|\xi| \le \frac{1}{2}\beta \tag{12.48}$$

do đó độ lệch tần số cực đại cho phép ở đầu vào phụ thuộc vào β. Từ (12.48) suy ra:

$$2Q\frac{(\Delta f_m)}{f_o} \le \frac{1}{2}\beta \tag{12.49}$$

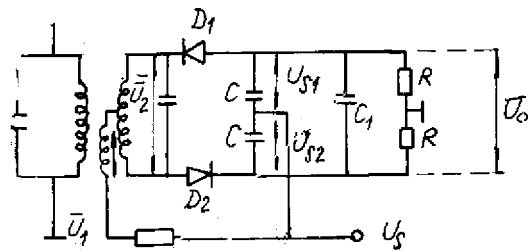
Δf_m- lượng di tần cực đại của tín hiệu vào.

Kinh nghiệm cho thấy chọn $\beta = 2{,}04$ thì méo phi tuyến nhỏ nhất.

Tách sóng dùng mạch cộng hưởng ghép ít gây méo và dễ điều chỉnh, vì cả hai mạch đều cộng hưởng ở cùng tần số f_o. Tuy nhiên trị số điện áp ra trong bộ tách sóng này vừa phụ thuộc tần số vừa phụ thuộc biên độ tín hiệu vào ($|U_1|$), nên nó sinh ra nhiễu biên độ. Để khắc phục hiện tượng này phải đặt trước bộ tách sóng một mạch hạn chế biên độ.

4. Tách sóng tỷ số (hình 12.16).

Bộ tách sóng tỉ số khác bộ tách sóng dùng mạch cộng hưởng ghép ở chỗ: các điot tách sóng được mắc nối tiếp. Mạch vừa làm nhiệm vụ tách sóng vừa làm nhiệm vụ hạn chế biên độ.



Hình 12.16. Sơ đồ bộ tách sóng tỷ số.

Dòng qua các điot nạp điện cho tụ C_1. Hằng số thời gian $\tau = RC_1 \approx (0{,}1 \div 0{,}2)$ giây khá lớn, nên điện áp trên C_1 biến thiên rất chậm làm cho nhiễu biên độ giảm. Có thể chứng minh điều đó bằng biểu thức sau đây

$$u_s = u_{s1} - u_R$$

Với $u_R = \dfrac{U_o}{2} = \dfrac{u_{s1} + u_{s2}}{2}$

Thay vào, ta có:

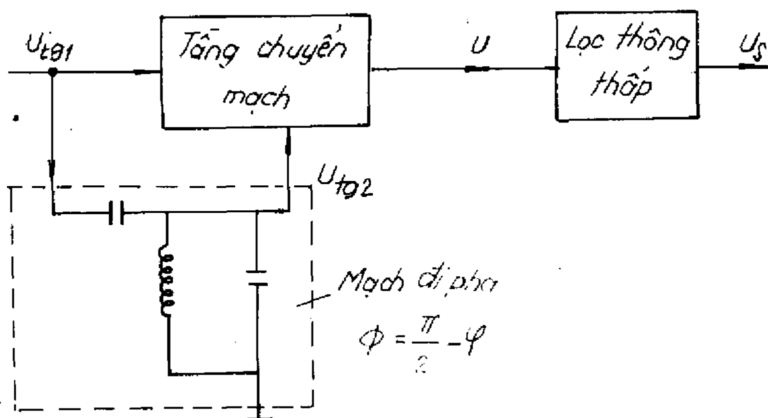
$$u_s = \frac{u_{s1} - u_{s2}}{2} = \frac{U_o}{2} \cdot \frac{u_{s1} - u_{s2}}{u_{s1} + u_{s2}}$$

hay $$u_s = \frac{U_o}{2} \frac{u_{s1}/u_{s2} - 1}{u_{s1}/u_{s2} + 1} \quad (12.50)$$

Khi $U_o \approx$ const, điện áp ra chỉ phụ thuộc vào tỷ số u_{s1}/u_{s2}, hơn nữa u_{s1} và u_{s2} giống như trong bộ tách sóng dùng mạch cộng hưởng ghép, phụ thuộc vào biến thiên tần số ở đầu vào. Vì vậy bộ tách sóng tỉ số không có phản ứng đối với các biến thiên về biên độ ở đầu vào, nên tránh được nhiễu biên độ.

5. Mạch tách sóng Koinridenz. Tách sóng loại này hay được dùng trong máy thu thanh và đường tiếng của máy thu hình. Nguyên tắc hoạt động của nó được biểu diễn trên hình 12.17.

Đầu vào bộ tách sóng là tín hiệu điều tần đã được hạn biên và có tần số trung tâm ω_{tg}.



Hình 12.17. Minh họa nguyên lý tách sóng Koinzidenz.

Tín hiệu vào có thể là dãy xung chữ nhật, có biểu thức như sau:

$$u_{tg1} = \frac{4}{\pi}\hat{U}_{tg}(\cos x - \frac{1}{3}\cos 3x + \frac{1}{5}\cos 5x - \dots + \dots), \quad (12.51)$$

trong đó, $$x = \omega_{tg}t + \frac{\Delta\omega_m}{\omega_s}\sin\omega_s t$$

Tín hiệu vào được đồng thời đưa đến bộ chuyển mạch và bộ di pha. Bộ di pha là một khâu RC, trong đó R là điện trở tương đương khi cộng hưởng của mạch cộng hưởng LC.

Khi tần số tín hiệu vào $\omega = \omega_{tg}$ (không điều chế) thì bộ di pha thực hiện một góc pha

$\phi = \frac{\pi}{2}$. Khi tần số tín hiệu vào thay đổi thì $\phi = \frac{\pi}{2} - \varphi$; trong đó φ phụ thuộc tuyến tính vào độ lệch tần số $\Delta\omega$. Do đó tín hiệu ra sau mạch di pha:

$$u_{tg2} = k\widehat{U}_{tg1}[\sin(x - \varphi) + \frac{1}{3}\sin3(x - \varphi) + \frac{1}{5}\sin5(x - \varphi) + ...] , \tag{12.52}$$

trong đó, k là hệ số tỷ lệ, phụ thuộc vào tham số của mạch di pha.

u_{tg2} điều khiển chuyển mạch. Tầng chuyển mạch có hàm truyền đạt là một dãy xung chữ nhật, có biểu thức:

$$S_2(t) = -\frac{4A}{\pi}[\sin(x - \varphi) + \frac{1}{3}\sin3(x - \varphi) + \frac{1}{5}\sin5(x - \varphi) + ...] \tag{12.53}$$

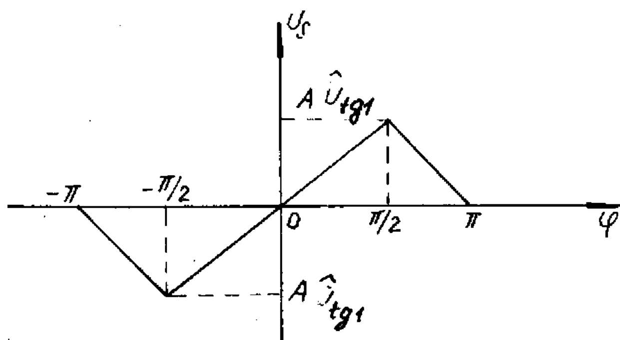
Điện áp ra sau tầng chuyển mạch:

$$u = u_{tg2}.S_2(t) \tag{12.54}$$

Các thành phần tổ hợp không mong muốn được loại bỏ nhờ một mạch lọc thông thấp, do đó đầu ra chỉ còn lại thành phần:

$$u_s = \frac{8}{\pi^2} A\widehat{U}_{tg1}(\sin\varphi - \frac{1}{9}\sin3\varphi + \frac{1}{25}\sin5\varphi + ...) \tag{12.54}$$

Biểu thức (12.54) tương đương với chuỗi Furier của dãy xung tam giác (hình 12.18). Khi $-\frac{\pi}{2} < \varphi < \frac{\pi}{2}$ thì điện áp ra tỷ lệ với góc pha φ, do đó cũng tỷ lệ với biên độ điện áp điều chế. Bộ tách sóng này hay được dùng để tách sóng tín hiệu tiếng trong phát thanh và truyền hình.



Hình 12.18. Quan hệ phụ thuộc của điện áp ra bộ tách sóng Koinzidenz vào góc pha φ.

Trên hình 12.19 là sơ đồ bộ tách sóng Koinzidenz dưới dạng vi mạch (*A220D, TBA120S*). Điện áp vào đối xứng (điện áp trung gian) được đưa đến V_1, V_2 qua tầng khuếch đại tải emito T_1, T_2 đến tầng chuyển mạch gồm T_4T_5, T_6T_7, T_9T_{10} đồng thời đến mạch di pha nhờ các điot D_1D_2. Mạch cộng hưởng được điều chuẩn tại tần số trung gian ω_{tg}. Điện áp hạ trên mạch cộng hưởng lệch pha so với điện áp vào một góc ϕ. Để tính toán góc lệch pha ϕ dùng hình 12.20. Các điện dung ghép C là điện dung tương đương của điot varicap D_1 và D_2.

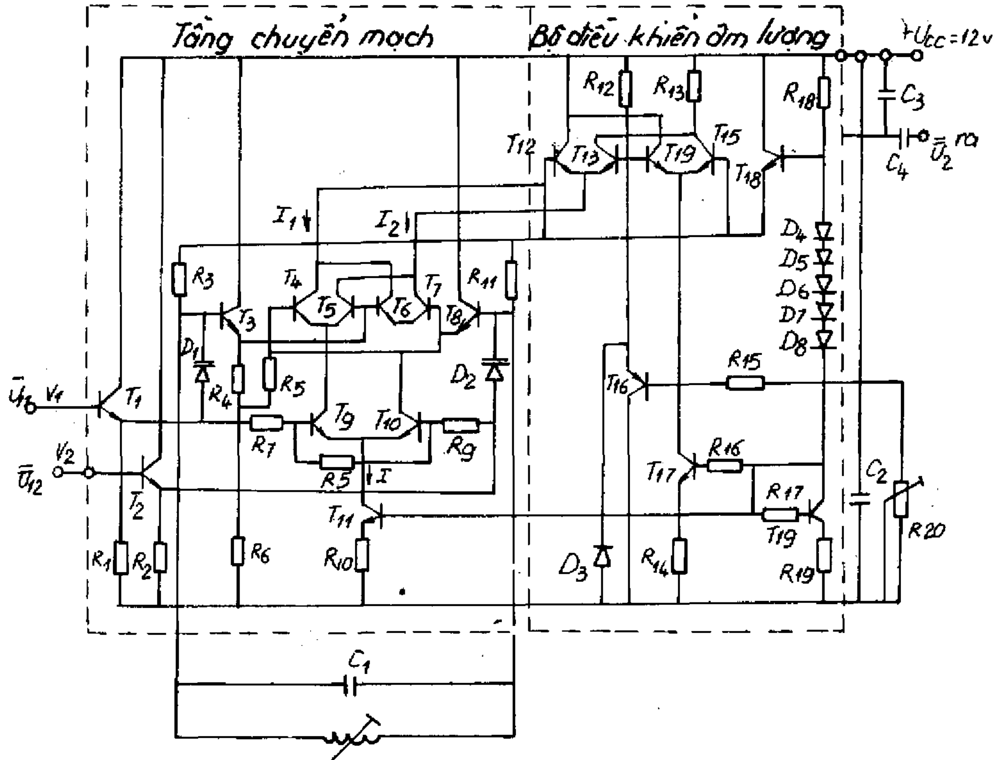
Từ sơ đồ đó ta viết được:

$$\frac{\overline{U}_2}{\overline{U}_1} = \frac{Z_{td}}{Z_{td} + \dfrac{2}{j\omega c}}$$

trong đó, Z_{td} là trở kháng tương đương của mạch cộng hưởng xác định theo biểu thức (12.55).

$$Z_{td} = \frac{R_{td}}{1 + j2Q \dfrac{\Delta\omega}{\omega_{tg}}} \qquad (12.55)$$

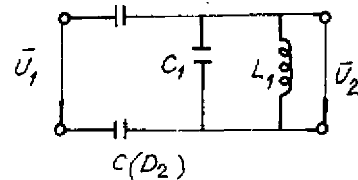
R_{td}- trở kháng tương đương tại tần số cộng hưởng.



Hình 12.19. Sơ đồ vi mạch tách sóng Koinzidenz để tách sóng tín hiệu tiếng (tách sóng tần số).

Nếu giả thiết mạch cộng hưởng ghép rất lỏng, nghĩa là

$$|Z_{td}| << \frac{2}{\omega C}, \text{ ta có } \frac{\overline{U}_2}{\overline{U}_1} \approx j\omega \frac{C}{2} Z_{td} \qquad (12.56)$$



Hình 12.20. Mạch di pha

Thay (12.55) vào (12.56) ta nhận được

$$\frac{\overline{U}_2}{\overline{U}_1} \approx \frac{\omega \dfrac{C}{2} R_{td}}{1 + (2Q \dfrac{\Delta\omega}{\omega_{tg}})^2} (2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_{tg}} + j)$$

hoặc

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} \approx \frac{\omega \frac{C}{2} R_{td}}{\sqrt{1 + (2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_{tg}})^2}} e^{j(\frac{\pi}{2} - \text{arctg} \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_{tg}})} \tag{12.57}$$

Do đó

$$\phi \approx \frac{\pi}{2} - \text{arctg} \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_{tg}}$$

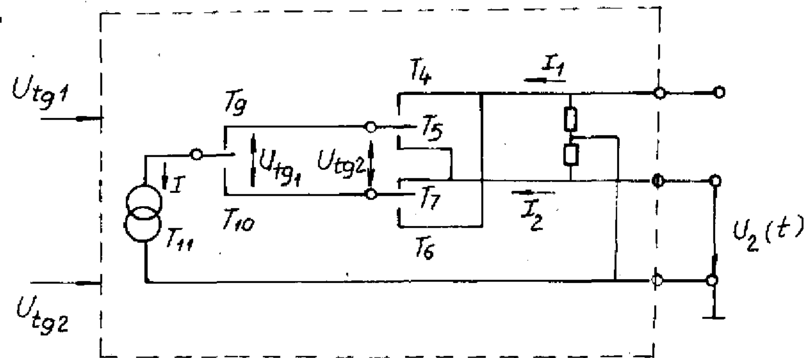
Trường hợp $\frac{2Q\Delta\omega}{\omega_{tg}}$ nhỏ, ta có biểu thức gần đúng:

$$\phi \approx \frac{\pi}{2} - \text{arctg} \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_{tg}} \approx \frac{\pi}{2} \quad \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_{tg}} \tag{12.58}$$

Do đó có thể coi quan hệ giữa ϕ và $\Delta\omega$ là tuyến tính.

Điện áp ra của mạch di pha được đặt lên mạch lặp emito T_3 và T_8 rồi đưa đến tầng chuyển mạch.

Trong tầng chuyển mạch, tín hiệu vào u_{tg} được đưa trực tiếp vào bộ khuếch đại vi sai T_9T_{10}. Biên độ U_{tg} phải đủ lớn để T_9T_{10} làm việc ở chế độ khóa làm cho dòng điện do nguồn dòng T_{11} cung cấp được đưa vào emito của hai tầng khuếch đại vi sai T_4 và T_6T_7 theo nhịp của u_{tg}. Trên bazo của các bộ khuếch đại vi sai này là tín hiệu đã di pha u_{tg2}. Khác với giả thiết đã nêu, tín hiệu này không phải là dãy xung chữ nhật mà là tín hiệu hình sin, nhưng có biên độ khá lớn làm cho T_4T_5 và T_6T_7 cũng làm việc ở chế độ khóa. Do đó tín hiệu u_{tg} được đưa đến tầng sau phụ thuộc vào mạch khóa T_4T_5; T_6T_7. Vì colecto của T_5 và T_6 được mắc chéo, nên qua tầng này tín hiệu còn được đảo dấu. Sơ đồ tương đương trên hình 12.21 minh họa nguyên lý làm việc của tầng chuyển mạch.



Hình 12.21. Sơ đồ tương đương tầng chuyển mạch của bộ tách sóng hình.

Sau tầng chuyển mạch là bộ điều chỉnh âm lượng gồm T_{12}, T_{13} và T_{14}, T_{15}. Dòng điện ra I_2 của tầng chuyển mạch được đưa vào emito của bộ điều chỉnh âm lượng. Điện áp phân cực của bazo T_{12} không đổi, còn của bazo T_{13} thay đổi nhờ tranzistor *pnp* T_{16} và chiết áp R_{20}. Sự thay đổi này làm cho sự phân dòng I_2 cho các tranzistor T_{12} và T_{13} thay đổi và do đó hạ áp trên R_{13} (điện áp ra) thay đổi được trong phạm vi khá rộng. Để giữ cho điện áp một chiều trên R_{13} thay đổi ít, đặt thêm lên R_{13} một lượng điện áp một chiều nữa lấy từ T_{14}, T_{15}, mà trị số của nó tỷ lệ nghịch với trị số ban đầu.

Khâu *RC* gồm R_{13}, C_3 là một khâu lọc thông thấp được dùng để lọc bỏ các thành phần tổ hợp không mong muốn.

T_{18}, R_{18}; $D_4 \div D_8$ làm nhiệm vụ ổn áp.

CHƯƠNG 13

TRỘN TẦN

13.1. Lý thuyết chung về trộn tần

13.1.1. Định nghĩa

Trộn tần là quá trình tác động lên hai tín hiệu sao cho trên đầu ra bộ trộn tần nhận được các thành phần tần số tổng và hiệu của hai tín hiệu đó.

Thông thường một trong hai tín hiệu vào là tín hiệu đơn âm (có 1 vạch phổ), tín hiệu đó gọi là tín hiệu ngoại sai và có tần số là f_{ns}. Tín hiệu còn lại là tín hiệu hữu ích với tần số f_{th} cố định hoặc biến thiên trong một phạm vi nào đó. Tín hiệu có tần số mong muốn được tách ra nhờ một bộ lọc, tần số của nó thường được gọi là tần số trung gian f_{tg}.

Cũng giống như trong điều biên, để trộn tần có thể dùng các phần tử phi tuyến hoặc các phần tử tuyến tính tham số.

13.1.2. Nguyên lý trộn tần

Giả thiết đặc tuyến của phần tử phi tuyến được biểu diễn theo chuỗi Taylor sau đây:

$$i = a_o + a_1u + a_2u^2 + ... + a_nu^n + ... \qquad (13.1)$$

trong đó, u là điện áp đặt lên phần tử phi tuyến được dùng để trộn tần.

Trong trường hợp này $u = u_{ns} + u_{th}$.

Giả thiết $u_{ns} = \hat{U}_{ns}\cos\omega_{ns}t$

$u_{th} = \hat{U}_{th}\cos\omega_{th}t$

Thay vào (13.1) ta có:

$$i = a_o + a_1(\hat{U}_{ns}\cos\omega_{ns}t + \hat{U}_{th}\cos\omega_{th}t) + \frac{a_2}{2}(\hat{U}_{ns}^2 + \hat{U}_{th}^2) + \frac{a_2}{2}(\hat{U}_{ns}^2\cos2\omega_{ns}t +$$

$$+ \hat{U}_{th}^2\cos2\omega_{th}t) + a_2\hat{U}_{ns}\hat{U}_{th}[\cos(\omega_{ns} + \omega_{th})t + \cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t] + ... \qquad (13.2)$$

Vậy tín hiệu ra gồm có thành phần một chiều, thành phần cơ bản: ω_{ns}, ω_{th}; các thành phần tần số tổng và hiệu $\omega_{ns} \pm \omega_{th}$, thành phần bậc cao: $2\omega_{ns}$, $2\omega_{th}$. Tính các vế tiếp theo của (13.2) ta thấy trong dòng điện ra còn có các thành phần bậc cao:

$$\omega = |\pm n\omega_{ns} \pm m\omega_{th}|,$$

trong đó m, n là những số nguyên dương.

Nếu trên đầu ra bộ trộn tần, lấy tín hiệu có tần số $\omega = \omega_{ns} \pm \omega_{th}$, nghĩa là chọn $m = n = 1$ thì ta có *trộn tần đơn giản*. Trường hợp chọn m, $n > 1$ thì có *trộn tần tổ hợp*.

Thông thường người ta hay dùng trộn tần đơn giản. Trong đoạn sóng mét và desimet, để nâng cao độ ổn định tần số ngoại sai và giảm ảnh hưởng tương hỗ giữa mạch ngoại sai và mạch tín hiệu, người ta có thể dùng trộn tần tổ hợp với tần số tín hiệu ra:

$$\omega = n\omega_{ns} - \omega_{th} \qquad (n \geq 2)$$

13.1.3. Phân loại

Có thể phân loại mạch trộn tần theo nhiều cách.

– Khi phân loại theo phần tử tích cực được dùng để trộn tần, người ta phân biệt trộn tần dùng phần tử tuyến tính tham số (mạch nhân) và trộn tần dùng phần tử phi tuyến (điot, tranzistor lưỡng cực, Fet, ...).

Sở dĩ có thể coi bộ trộn tần là hệ thống tuyến tính tham số là vì quá trình trộn tần thường được thực hiện với điều kiện $\hat{U}_{th} << \hat{U}_{ns}$. Lúc đó đối với tín hiệu hữu ích nhỏ, đặc tuyến volt–ampe của phần tử trộn tần có thể coi là thẳng; còn dưới tác dụng của điện áp ngoại sai lớn, điện dẫn của phần tử tuyến tính thay đổi. Như vậy đối với tín hiệu, phần tử trộn tần là một hệ thống tuyến tính.

– Cũng có thể phân loại theo sơ đồ trộn tần (trộn tần điot, trộn tần tranzistor,...) hoặc theo cách chuyển phổ tức chuyển phổ về phía tần số cao hoặc tần số thấp tùy thuộc vào vị trí tương đối giữa tần số tín hiệu f_{th} ở đầu vào và tần số trung gian f_{tg} ở đầu ra.

13.1.4. Ứng dụng

Trộn tần được dùng trong máy thu đổi tần. Nhờ bộ trộn tần, mạch cộng hưởng của các tầng trung gian của máy thu đều được điều chỉnh cộng hưởng tại một tần số cố định (tần số trung gian f_{tg}). Tần số ngoại sai được đồng chuẩn với tần số tín hiệu vào sao cho $f_{tg} = f_{ns} - f_{th} = \text{const}$.

Ngoài ta trộn tần còn được dùng trong các hệ thống thông tin định hướng, trong các bộ tổng hợp tần số, ...

13.2. Hệ phương trình đặc trưng và các tham số cơ bản

Dòng điện ra và dòng điện vào của bộ trộn tần phụ thuộc vào tất cả các điện áp đặt lên nó, vì vậy ta có thể viết

$$i = f(u_{ns}, u_{th}, u_{tg}), \tag{13.3}$$

trong đó,

$$u_{ns} = \hat{U}_{ns}\cos\omega_{ns}t$$
$$u_{th} = \hat{U}_{th}\cos\omega_{th}t$$
$$u_{tg} = \hat{U}_{tg}\cos\omega_{tg}t\,.$$

Thường $\hat{U}_{th}$, $\hat{U}_{tg} << \hat{U}_{ns}$, nên có thể biểu diễn gần đúng dòng điện ra theo chuỗi Taylor như sau (chỉ lấy các số hạng bậc nhất):

$$i_r \approx f(u_{ns}) + \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{th}}u_{th} + \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{tg}}u_{tg} = i_{ns} + s(u_{ns})U_{th} + g_i(u_{ns})u_{tg} \tag{13.4}$$

Vì u_{ns} là hàm tuần hoàn theo thời gian, nên i_{ns}, $s(u_{ns})$ và $g_i(u_{ns})$ cũng tuần hoàn theo thời gian. Tuy nhiên nó là kết quả của quá trình u_{ns} tác động lên phần tử phi tuyến, nên ngoài thành phần bậc nhất đối với tần số ngoại sai, còn có các thành phần bậc cao khác, do đó ta có:

$$i_{ns}(u_{ns}) = I_o + \hat{I}_1\cos\omega_{ns}t + \hat{I}_2\cos 2\omega_{ns}t + ... + I_n\cos n\omega_{ns}t + ...$$

$$s(u_{ns}) = S_o + \hat{S}_1\cos\omega_{ns}t + \hat{S}_2\cos 2\omega_{ns}t + ... + \hat{S}_n\cos n\omega_{ns}t + ...$$

$$g_i(u_{ns}) = G_{io} + \hat{G}_{i1}\cos\omega_{ns}t + \hat{G}_{i2}\cos 2\omega_{ns}t + ... + \hat{G}_{in}\cos n\omega_{ns}t + ...$$

Thay vào (13.4) ta nhận được:

$$i_r = \sum_{n=0}^{\infty} \hat{I}_n\cos n\omega_{ns}t + \hat{U}_{th}\cos\omega_{th}t\sum_{n=0}^{\infty}\hat{S}_n\cos n\,\omega_{ns}t + \hat{U}_{tg}\cos\omega_{tg}t\sum_{n=0}^{\infty}\hat{G}_{in}\cos n\omega_{ns}t.$$

$$= \sum_0^{\infty}\hat{I}_n\cos n\omega_{ns}t + \frac{1}{2}\hat{U}_{th}\sum_0^{\infty}\hat{S}_n[\cos(n\omega_{ns} + \omega_{th})t + \cos(n\omega_{ns} - \omega_{th})t] +$$

$$+ \frac{1}{2}\hat{U}_{tg}\sum_0^{\infty}\hat{G}_{in}\ [\cos(n\omega_{ns} + \omega_{tg})t + \cos(n\omega_{ns} - \omega_{tg})t] \qquad (13.5)$$

Vậy trong dòng điện ra có các thành phần tần số: $n\omega_{ns} \pm \omega_{th}$; $\omega_{ns} \pm \omega_{tg}$; $n\omega_{ns}$; nếu lấy các số hạng bậc cao của chuỗi Taylor thì trong dòng điện ra còn các thành phần: $n\omega_{th}$, $n\omega_{tg}$, $n\omega_{ns} \pm m\omega_{th}$ và $n\omega_{ns} \pm m\omega_{tg}$, với $m > 1$.

Giả thiết chọn $\omega_{tg} = n\omega_{ns} - \omega_{th}$, thì từ biểu thức (13.5) ta suy ra

$$i_{tg} = \frac{1}{2}\hat{U}_{th}\hat{S}_n\cos\omega_{tg}t + \hat{U}_{tg}G_{io}\cos\omega_{tg}t \qquad (13.6)$$

Tải bộ trộn tần được điều chỉnh cộng hưởng ở tần số trung gian, nên chỉ có thành phần này gây sụt áp đáng kể ở trên tải. Biểu thức (13.6) được viết dưới dạng phức như sau:

$$\overline{I}_{tg} = \frac{1}{2}S_n\overline{U}_{th} + G_{io}\overline{U}_{tg} \qquad (13.7)$$

(13.7) được gọi là phương trình biến đổi thuận của bộ trộn tần; trong đó $\hat{S}_n$ là biên độ hài bậc n của hàm

$s = \dfrac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{th}}$ đặc trưng cho hiệu ứng biến đổi thuận của bộ trộn tần.

G_{io} là thành phần một chiều của hàm $g_i = \dfrac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{tg}}$ đặc trưng cho sự thay đổi điện dẫn trong của bộ trộn tần đối với thành phần tần số trung gian.

Tương tự như trên, dòng điện vào cũng là hàm phụ thuộc u_{ns}, u_{th}, u_{tg}:

$$i_v = f(u_{th}, u_{ns}, u_{tg}) \qquad \text{với} \qquad \hat{U}_{th}, \hat{U}_{tg} << \hat{U}_{ns}.$$

Bằng cách phân tích như đối với dòng điện ra ta viết được:

$$\overline{I}_{th} = \frac{1}{2}\hat{S}_{ngn}\overline{U}_{tg} + G_{vo}\overline{U}_{th} \qquad (13.8)$$

(13.8) được gọi là phương trình biến đổi ngược của bộ trộn tần, đặc trưng cho hiện

tượng hồi tiếp dương về điện áp trong bộ trộn tần.

Trong (13.8) $\widehat{S}_{ngn}$ là biên độ thành phần bậc n của hỗ dẫn biến đổi ngược $s_{ng} = \dfrac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{tg}}$; G_{vo} là thành phần một chiều của điện dẫn vào $g_v = \dfrac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{th}}$ đặc trưng cho sự thay đổi điện dẫn vào của bộ trộn tần đối với tần số tín hiệu. Các biểu thức (13.7) và (13.8) hình thành hệ phương trình đặc trưng của bộ trộn tần. Từ các biểu thức đó suy ra biểu thức định nghĩa về các tham số cơ bản của bộ trộn tần như sau:

1. Hỗ dẫn trộn tần:

$$S_{tt} = \frac{\overline{I}_{tg}}{\overline{U}_{th}}\Bigg|_{\overline{U}_{tg}=0} = \frac{1}{2}\widehat{S}_n \qquad (13.9)$$

2. Điện dẫn trong của bộ trộn tần:

$$G_{itt} = \frac{\overline{I}_{tg}}{\overline{U}_{tg}}\Bigg|_{\overline{U}_{th}=0} = G_{io} \qquad (13.10)$$

3. Hệ số khuếch đại tỉnh:

$$\mu_{tt} = \frac{\overline{U}_{tg}}{\overline{U}_{th}} = \frac{\overline{I}_{tg}/G_{itt}}{\overline{I}_{tg}/S_{tt}} = S_{tt}R_{itt} \qquad (13.11)$$

4. Hỗ dẫn trộn tần ngược:

$$S_{ttng} = \frac{\overline{I}_{th}}{\overline{U}_{tg}}\Bigg|_{\overline{U}_{th}=0} = \frac{1}{2}\widehat{S}_{ngn} \qquad (13.12)$$

5. Điện dẫn trong khi có hiện tượng trộn tần ngược

$$G_{ing} = \frac{\overline{I}_{th}}{\overline{U}_{th}}\Bigg|_{U_{tg}=0} = G_{vo} \qquad (13.13)$$

6. Hệ số khuếch đại tỉnh khi đổi tần ngược:

$$\mu_{ng} = \frac{\overline{U}_{th}}{\overline{U}_{tg}} = S_{ttng}R_{ing} \qquad (13.14)$$

Từ định nghĩa các tham số trên đây, viết lại các biểu thức (13.7) và (13.8) như sau:

$$\overline{I}_{tg} = S_{tt}\overline{U}_{th} + G_{itt}\overline{U}_{tg} \qquad (13.15)$$

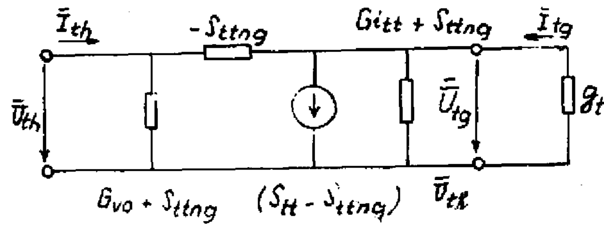
$$\overline{I}_{th} = S_{ttng}\overline{U}_{tg} + G_{vo}\overline{U}_{th} \qquad (13.16)$$

Hệ phương trình gồm (13.15) và (13.16) tương đương với phương trình dẫn nạp của một mạng 4 cực, trong đó

$$G_{vo} = Y_{11tt}; \qquad S_{ttng} = Y_{12tt};$$

$$S_{tt} = Y_{21tt} \quad \text{và} \quad G_{itt} = Y_{22tt}.$$

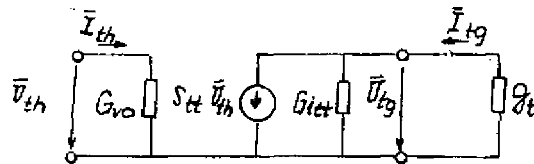
Đây là hệ các phương trình của một mạng 4 cực tuyến tính tích cực và có thể biểu diễn theo sơ đồ π như trên hình 13.1.



Hình 13.1. Sơ đồ tương đương dẫn nạp của bộ trộn tần.

Cần lưu ý rằng sơ đồ này chỉ đúng với biên độ điện áp, vì nó không phản ánh được sự khác nhau về tần số của tín hiệu vào và tín hiệu ra. Có thể dùng nó để xác định các đặc trưng cơ bản của bộ trộn tần.

Khi trong mạch không có hiện tượng trộn tần ngược thì sơ đồ tương đương có dạng đơn giản như trên hình 13.2.



Hình 13.2. Sơ đồ tương đương dẫn nạp của bộ trộn tần khi trong mạch không có hiện tượng trộn tần ngược.

Từ hệ phương trình (13.15) và (13.16) tính hệ số truyền đạt của bộ trộn tần.

Biết rằng $K_{tt} = \dfrac{\overline{U}_{tg}}{\overline{U}_{th}}$; khi có tải $\overline{I}_{tg} = -\overline{U}_{tg} g_t$, thay vào (13.15) sẽ rút ra được

$$K_{tt} = -\frac{S_{tt}}{G_{itt} + g_t}. \qquad (13.17)$$

13.3. Mạch trộn tần

13.3.1. Mạch trộn tần dùng điot

Các mạch trộn tần dùng điot được ứng dụng rộng rãi ở mọi tần số, đặc biệt ở phạm vi tần số cao (trên 1 GHz). Mạch trộn tần dùng điot có nhược điểm là làm suy giảm tín hiệu.

Trên hình 13.3 là các sơ đồ trộn tần dùng điot.

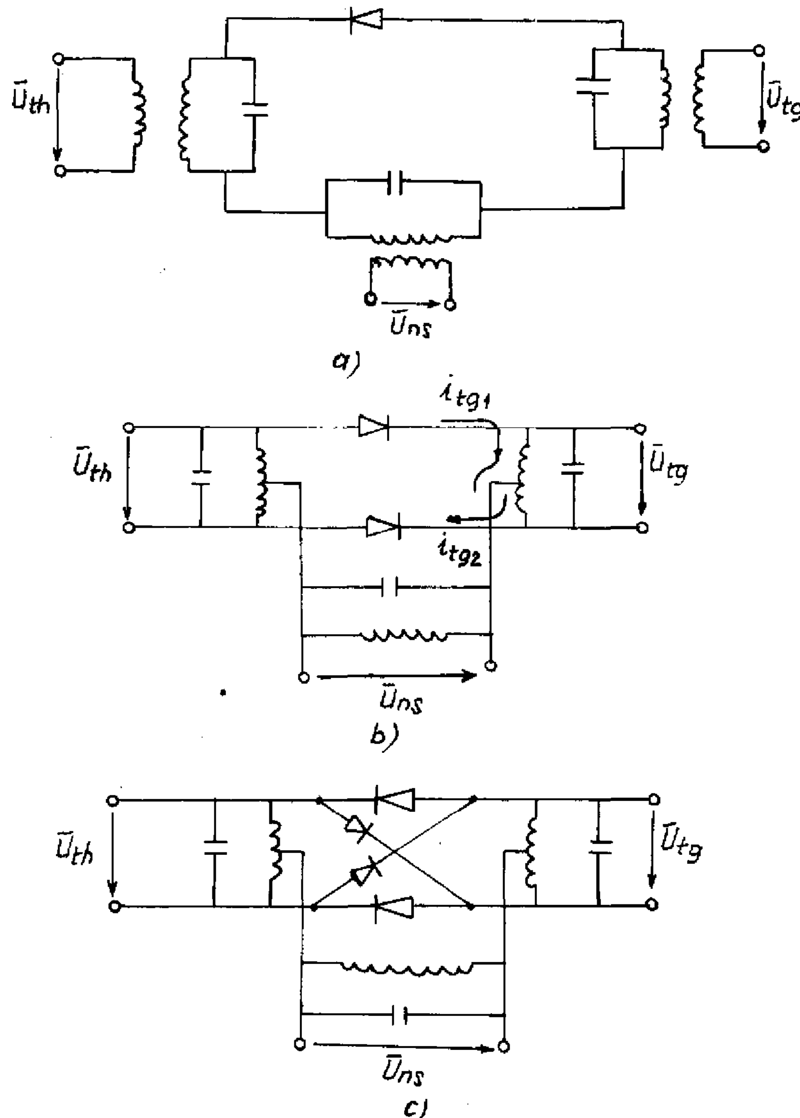
Trong sơ đồ trộn tần đơn (hình 13.3a), điot; mạch tín hiệu; mạch ngoại sai và mạch trung gian được mắc nối tiếp với nhau. Mạch trung gian và mạch tín hiệu đối xứng với nhau, do đó có thể đổi lẫn cho nhau; nghĩa là trong mạch có hiện tượng trộn tần ngược. Trong sơ đồ này thường chọn điểm công tác tĩnh ở đoạn đầu (gần gốc tọa độ) của đặc tuyến volt–ampe của điot để có được hỗ dẫn trộn tần lớn. Lúc đó phương trình gần đúng biểu diễn quan hệ volt–ampe của điot là

$$i = 0{,}25(e^{au} - 1),$$

trong đó, a là hằng số, được xác định bằng thực nghiệm. Đối với nhiều điot $a = 5\,\dfrac{1}{V}$. Do đó

$$S = di/du = 0{,}25\, a.e^{au}$$

Căn cứ vào đặc tuyến volt–ampe của các loại điot silic và gecmani thông dụng, người ta thấy rằng: với điot silic phải chọn biên độ điện áp ngoại sai $\widehat{U}_{ns} < 1V$ và với điot gecmani $\widehat{U}_{ns} < (2 \div 3)V$ để đảm bảo điều kiện về dòng ngược cho phép của các loại điot đó.



Hình 13.3. Mạch trộn tần dùng điot:
a) mạch trộn tần đơn. b) mạch trộn tần cân bằng; c) mạch trộn tần vòng.

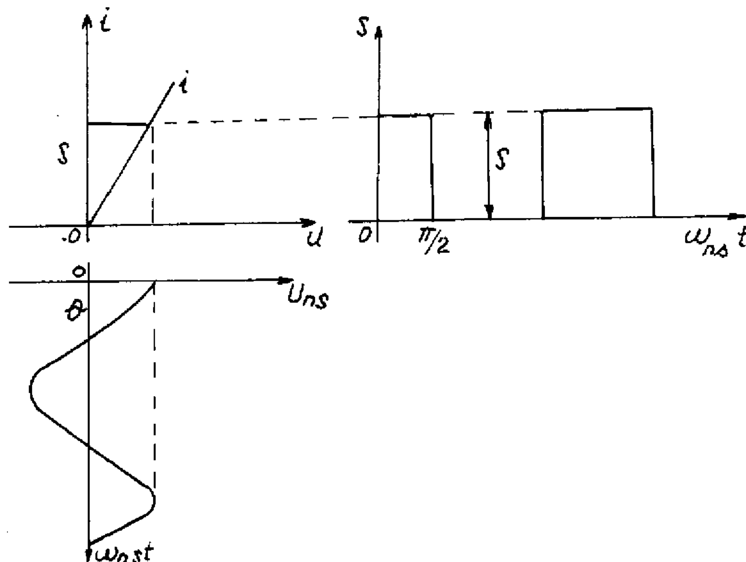
Có thể tính S_{tt}, G_{itt} cho sơ đồ dựa vào đặc tuyến lý tưởng hóa của điot biểu diễn trên hình 13.4. Theo đặc tuyến đó, ta viết được biểu thức dòng điện qua điot:

$$i = \begin{cases} Su & \text{khi } u \geq 0 \\ 0 & \text{khi } u < 0 \end{cases}$$

ở đây $$S = \frac{di}{du} = \frac{1}{R_i} = G_i$$

Vì điện áp ngoại sai là hàm tuần hoàn theo thời gian, nên hỗ dẫn S là một dãy xung vuông với độ rộng xung phụ thuộc vào góc cắt θ. Với điểm tĩnh chọn tại gốc tọa độ, $\theta = \frac{\pi}{2}$.

Theo chuỗi Furier ta tính được biên độ hài bậc n của S:



$$\widehat{S}_n = \frac{2}{\pi}\int_0^\theta S\cos n\omega_{ns}t\, d(\omega_{ns}t) =$$

$$= \frac{2\sin n\theta}{n\pi}.S$$

Thay $\theta = \frac{\pi}{2}$, giả thiết $n = 1$ và dựa vào biểu thức (13.9) tính được hỗ dẫn trộn tần:

Hình 13.4. Đặc tuyến volt - ampe của điot và quan hệ $S = f(\omega_{ns}t)$

$$S_{tt} = \frac{1}{2}S_n = \frac{S}{\pi} \tag{13.18}$$

Tương tự như vậy, điện dẫn trộn tần được xác định như sau:

$$G_{itt} = G_{io} = \frac{1}{\pi}\int_0^\theta G_i\, d(\omega_{ns}t) = \frac{S\theta}{\pi} \tag{13.19}$$

với $\qquad \theta = \frac{\pi}{2}$ thì $G_{itt} = \frac{S}{2}$.

Để chống tạp âm ngoại sai, dùng sơ đồ trộn tần cân bằng trên hình 13.3. Trong bộ trộn tần cân bằng điện áp tín hiệu đặt lên hai điot ngược pha, còn điện áp ngoại sai đặt lên hai điot đồng pha; nghĩa là

$$u_{th_{D_1}} = \widehat{U}_{th}\cos\omega_{th}t$$

$$u_{th_{D_2}} = \widehat{U}_{th}\cos(\omega_{th}t + \pi)$$

và $\qquad u_{ns_{D_1}} = u_{ns_{D_2}} = u_{ns}$

Do đó dòng điện tần số trung gian qua các điot (do u_{th} tạo ra):

$$i_{tg1} = \widehat{I}_{tg1}\cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t$$
$$i_{tg2} = -\widehat{I}_{tg2}\cos[(\omega_{ns} - \omega_{th})t + \pi] = \widehat{I}_{tg2}\cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t$$

Trên mạch cộng hưởng ra, ta nhận được

$$i_{tg} = i_{tg1} + i_{tg2} = 2\widehat{I}_{tg}\cos\omega_{tg}t.$$

Bên cạnh đó, dòng tạp âm tần số trung gian do nguồn ngoại sai mang đến đặt lên hai điot đồng pha và ngược pha trên mạch cộng hưởng ra, do đó ta có biểu thức như sau:

$$i_{ta1} = \hat{I}_{ta1} \cos \omega_{tg} t$$
$$i_{ta2} = -\hat{I}_{ta2} \cos \omega_{tg} t$$

Do đó $$i_{ta} = i_{ta1} + i_{ta2} = 0.$$

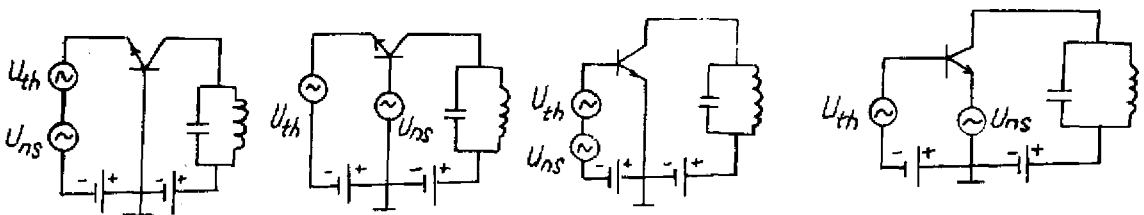
Vậy mạch trộn tần cân bằng làm tăng dòng điện trung gian ở đầu ra và có khả năng khử tạp âm tần số trung gian do nguồn ngoại sai mang đến.

Ngoài ra, cũng giống như trong mạch điều chế cân bằng trên, đầu ra mạch trộn tần cân bằng không có các thành phần tổ hợp ứng với hài bậc chẵn của tín hiệu ($\omega_{ns} \pm 2\omega_{th}$; $\omega_{ns} \pm 4\omega_{th}$, ...)

Mạch trộn tần vòng (hình 13.3c) gồm hai mạch trộn tần cân bằng mắc nối tiếp. Trên đầu ra sơ đồ này chỉ có các thành phần tần số $\omega_{ns} \pm \omega_{th}$, các thành phần khác bị khử (xem mạch điều chế vòng), do đó dễ tách được thành phần tần số trung gian mong muốn.

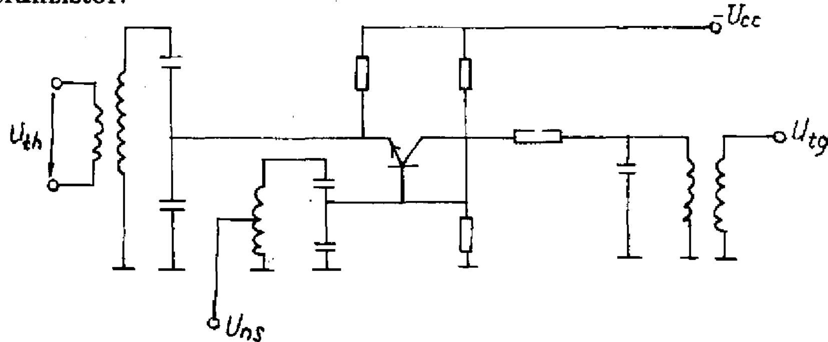
13.3.2. Mạch trộn tần dùng phần tử khuếch đại

1. Mạch trộn tần dùng tranzistor và mạch trộn tần dùng vi mạch. Mạch trộn tần dùng tranzistor có thể mắc theo sơ đồ bazo chung hoặc emito chung. Sơ đồ bazo chung thường được dùng trong phạm vi tần số cao và siêu cao, vì tần số giới hạn của nó cao. Tuy nhiên, sơ đồ bazo chung cho hệ số truyền đạt của bộ trộn tần thấp hơn sơ đồ emito chung. Các tham số của sơ đồ trộn tần phụ thuộc vào điểm làm việc, vào độ lớn của điện áp ngoại sai và vào tham số của tranzistor. Về nguyên tắc, có thể phân biệt sơ đồ trộn tần dùng tranzistor đơn, đẩy kéo và đẩy kéo kép. Trên hình 13.5 là một số cách mắc sơ đồ nguyên lý bộ trộn tần dùng tranzistor đơn. Các sơ đồ đó khác nhau bởi cách đặt điện áp ngoại sai vào tranzistor. Trên cơ sở các sơ đồ nguyên lý đó, người ta đã thiết kế nhiều loại sơ đồ thực tế khác nhau. Hình 13.6 biểu diễn sơ đồ trộn tần dùng tranzistor đơn, mắc theo kiểu bazo chung với điện áp ngoại sai đặt vào bazo. Điện áp ngoại sai được ghép lỏng với bazo của tranzistor trộn tần để tránh ảnh hưởng tương hỗ giữa mạch tín hiệu và mạch ngoại sai.



Hình 13.5. Sơ đồ nguyên lý mạch trộn tần dùng tranzistor đơn:
a) sơ đồ bazo chung với điện áp ngoại sai đặt vào emito; b) sơ đồ bazo chung với điện áp ngoại sai đặt vào bazo; c) sơ đồ emito chung với điện áp ngoại sai đặt vào bazo; d) sơ đồ emito chung với điện áp ngoại sai đặt vào emito.

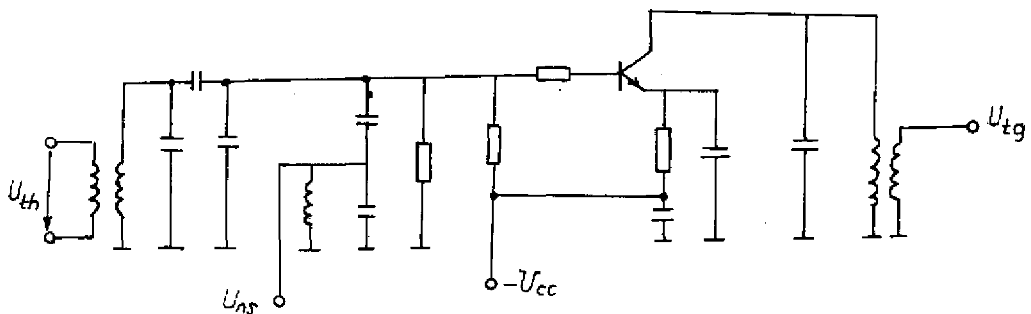
Trên hình 13.7 là sơ đồ trộn tần mắc theo kiểu emito chung. Điện áp ngoại sai được đặt vào bazo qua một điện trở nhỏ, có trị số khoảng 10 đến 50Ω. Điện trở này có tác dụng hạn chế hiện tượng điều chế giao thoa[1]. Bằng cách mắc thêm điện trở vào bazo, có thể nâng cao được điện trở mặt ghép $r_{bb'}$ của tranzistor, do đó nâng cao được độ tuyến tính của đặc tuyến tranzistor.



Hình 13.6. Mạch điện bộ trộn tần dùng tranzistor đơn, mắc theo sơ đồ bazo chung, với điện áp ngoại sai đặt vào bazo.

Hình 13.8 biểu diễn mạch trộn tần tự dao động.

Tranzistor vừa làm nhiệm vụ trộn tần vừa tạo dao động ngoại sai. Điện áp ngoại sai được tạo nên nhờ quá trình hồi tiếp dương về emito qua cuộn L_2 và L_3. Điện áp tín hiệu



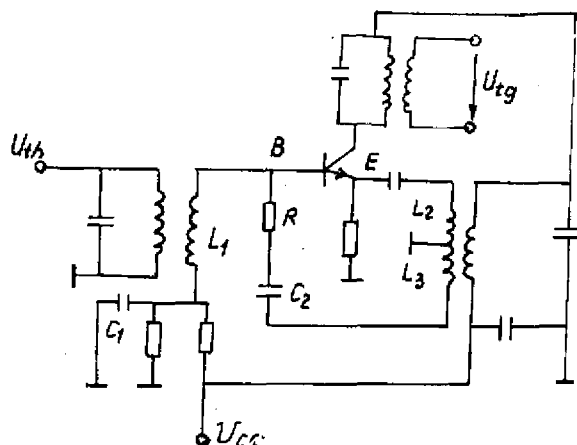
Hình 13.7. Mạch điện bộ trộn tần mắc theo sơ đồ emito chung với điện áp ngoại sai đặt vào bazo.

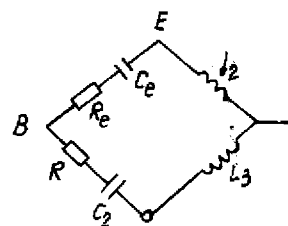
được đặt vào bazo qua biến áp vào. C_1 và L_1 tạo thành mạch cộng hưởng nối tiếp đối với tần số trung gian. Nhờ đó điện áp tần số trung gian bị ngắn mạch ở đầu vào, do đó mạch loại trừ được hiện tượng trộn tần ngược. Để tránh ảnh hưởng tương hỗ giữa điện áp tín hiệu và điện áp ngoại sai, người ta kết cấu mạch dưới dạng một sơ đồ cầu (hình 13.8b), trong đó R_e và C_e là các phần tử ký sinh của mạch vào tranzistor. Khi cầu cân bằng thì không còn tồn tại sự liên hệ giữa mạch tín hiệu và mạch ngoại sai nữa.

(1) Điều chế giao thoa: khi có hai tín hiệu điều biên với tần số $\omega_{T1} \pm \omega_{n1}$ và $\omega_{T2} \pm \omega_{n2}$ cùng được dẫn qua một phần tử khuếch đại có đặc tuyến phi tuyến (bậc 3 hoặc bậc cao hơn) thì trên đầu ra của phần tử khuếch đại đó ngoài các thành phần tần số khác, còn có thành phần tần số $\omega_{T1} \pm \omega_{n2}$ và $\omega_{T2} \pm \omega_{n1}$ nghĩa là tín hiệu điều chế bị đổi lẫn. Hiện tượng đó gọi là hiện tượng điều chế giao thoa.

Các mạch trộn tần theo sơ đồ đẩy kéo được biểu diễn trên hình 13.9. Chúng có nhiều ưu điểm so với sơ đồ đơn:

- Méo phi tuyến nhỏ (hài bậc chẵn bị triệt tiêu);
- Phổ tín hiệu ra hẹp;
- Liên hệ giữa mạch tín hiệu và mạch ngoại sai ít;
- Khả năng xuất hiện điều chế giao thoa thấp.





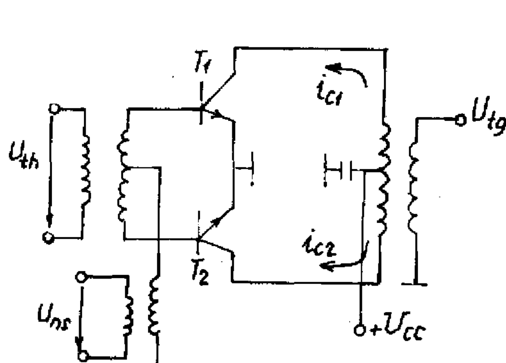
a) b)

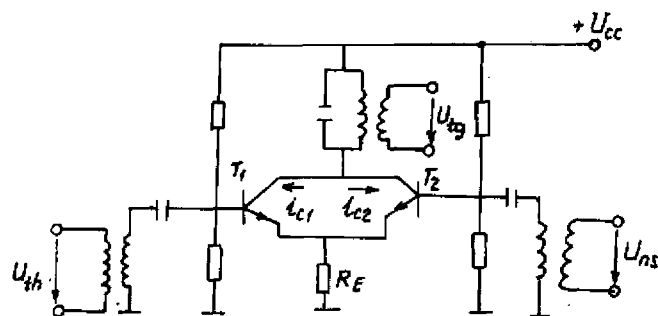
Hình 13.8. Tầng trộn tần tự dao động.

Vì những ưu điểm đó, nên loại mạch này hay được dùng trong bộ trộn tần của máy phát.

Trên hình 13.9a là sơ đồ nguyên lý mạch trộn tần đẩy kéo. Do cách mắc mạch, nên điện áp đặt vào tranzistor T_1 và T_2 lần lượt là

$$u_1 = u_{ns} + u_{th} \qquad \text{và} \qquad u_2 = u_{ns} - u_{th}$$





a) b)

Hình 13.9. Mạch trộn tần đẩy kéo:
a) sơ đồ nguyên lý mạch trộn tần đẩy kéo; b) mạch trộn tần đẩy kéo dùng tranzistor, có mạch emito và mạch colecto chung.

Do mạch ra được mắc đẩy kéo, nên dòng điện ra

$$i_c = i_{c1} - i_{c2}.$$

với
$$i_{c1} = a_0 + a_1(u_{ns} + u_{th}) + a_2(u_{ns} + u_{th})^2 + ...$$
$$i_{c2} = a_0 + a_1(u_{ns} - u_{th}) + a_2(u_{ns} - u_{th})^2 + ...$$

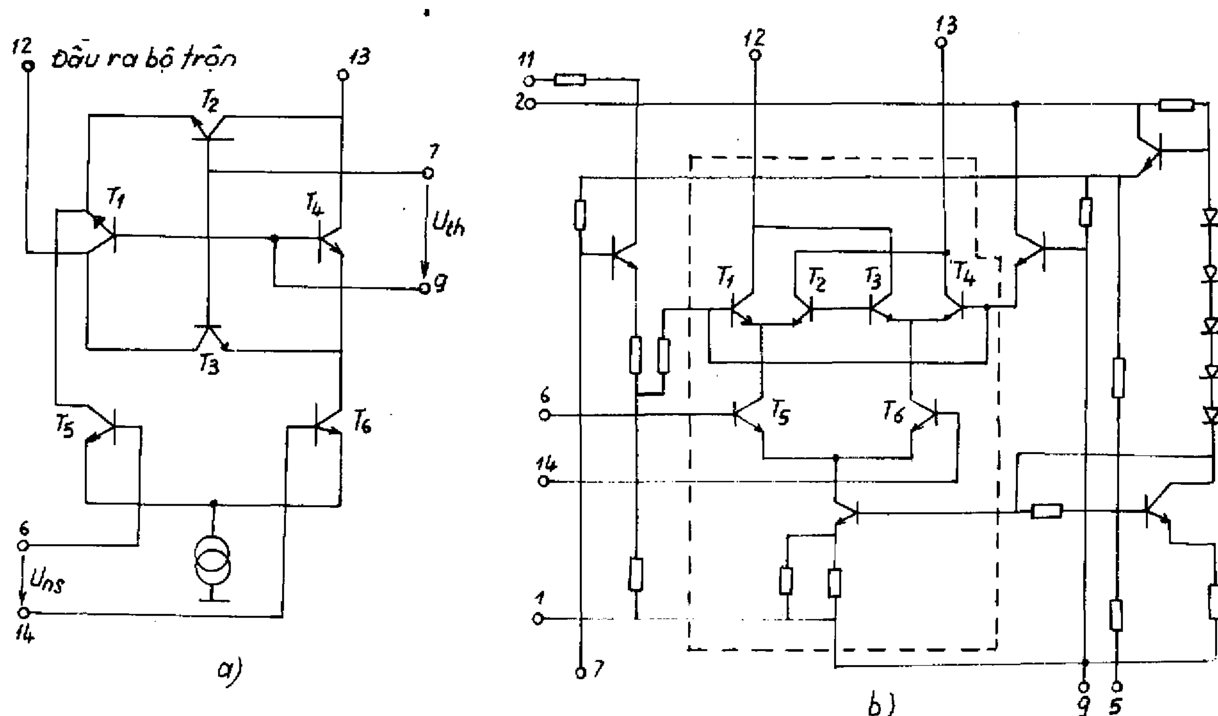
Ta có:

$$i_c = 2a_1u_{th} + 4a_2u_{ns}u_{th} + 2a_3u_{th}^3 + 6a_3u_{ns}u_{th}^3 + ... \quad (13.20)$$

thay
$$u_{ns} = \widehat{U}_{ns}\cos\omega_{ns}t$$
$$u_{th} = \widehat{U}_{th}\cos\omega_{th}t$$

và biến đổi ta thấy trong dòng điện ra có các thành phần tần số: ω_{th}, $3\omega_{th}$, $3\omega_{ns} \pm \omega_{th}$ và $2\omega_{ns} \pm \omega_{th}$.

Trên hình 13.9b là sơ đồ trộn tần đẩy kéo thực tế. Trong sơ đồ này không cần nối đất điểm giữa mạch vào và mạch ra, nên kết cấu đơn giản hơn. Đặc điểm của sơ đồ là emito và colecto của hai tranzistor nối với nhau. Khi trở kháng tương đương của mạch ra đối với tần số ngoại sai (ω_{ns}) nhỏ hơn trở kháng tương đương đối với tần số trung gian (ω_{tg}) nhiều thì có thể coi tranzistor T_2 là mạch colecto chung đối với thành phần tần số trung gian. Do đó hạ áp trên R_E: $U_{RE} = u_{ns}$. Giả thiết ở thời điểm nào đó u_{ns} tăng, nên i_{c2} tăng và U_{RE} cũng tăng làm cho điện áp bazo–emito của T_1 giảm và i_{c1} giảm theo. Vậy i_{c1} và i_{c2} ngược pha. Phân tích tương tự như vậy đối với u_{th} ta thấy u_{th} cũng tạo ra các dòng điện ngược pha ở đầu ra, do đó trong dòng điện ra có chứa tần số $\omega_{ns} \pm \omega_{th}$. Mạch ra lọc lấy thành phần mong muốn $\omega_{tg} = \omega_{ns} - \omega_{th}$. Dùng vi mạch có thể tạo ra các mạch trộn tần có đặc tính trộn tốt hơn các mạch đã quan sát trên đây. Hình 13.10 biểu diễn sơ đồ một vi mạch thường dùng để trộn tần. Đây là sơ đồ bộ trộn tần đẩy kéo kép. Tranzistor T_1, T_2, T_3, T_4



Hình 13.10. Sơ đồ trộn tần đẩy kéo kép dưới dạng vi mạch:
a) sơ đồ nguyên lý; b) sơ đồ mạch trộn tần đẩy kéo của vi mạch *B222*.

tạo thành một mạch vòng, trong đó emito của T_1 và T_2 hoặc T_3 và T_4 được điều khiển bởi T_5 và T_6. Khi không có tín hiệu vào, dòng qua T_5 và T_6 bằng nhau, do đó dòng qua T_1 T_2 và T_3 T_4 cũng bằng nhau, sao cho dòng qua các đầu ra *12* và *13* như nhau và bằng một nửa dòng điện tổng. Khi có điện áp ngoại sai đặt vào đầu *6* và *14* và với trị số nào đó của nó T_6 ngắt, chỉ còn dòng chảy qua T_5 và dòng chảy qua T_1 và T_2 cũng bằng một nửa dòng tổng, do đó cũng như trường hợp trên (trường hợp không có điện áp u_{ns}), dòng qua các đầu *12* và *13* bằng nhau. Phân tích tương tự đối với những thời điểm khác nhau của điện áp ngoại sai hoặc điện áp tín hiệu, ta đều có kết quả như vậy. Dòng điện ở các đầu ra chỉ biến đổi khi điện áp ngoại sai và điện áp tín hiệu đồng thời tác động lên các đầu vào. Vậy đây là sơ đồ trộn tần làm việc theo nguyên tắc nhân tín hiệu nhờ một phần tử tuyến tính tham số. Trong trường hợp này coi phần tử tích cực là phần tử tuyến tính có hàm truyền đạt

$$i = a_o + a_1 u , \tag{13.21a}$$

trong đó $$u = u_{ns} \cdot u_{th}$$

hay

$$i = a_o + \frac{a_1 \widehat{U}_{ns} \widehat{U}_{th}}{2} [\cos(\omega_{ns} + \omega_{th})t + \cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t] \tag{13.21b}$$

Theo biểu thức (13.21), ta thấy trong dòng điện ra có thành phần tần số trung gian $\omega_{tg} = \omega_{ns} - \omega_{th}$ như mong muốn.

Trên hình 13.10b là sơ đồ cụ thể của vi mạch trộn tần *B222*. So với các mạch trộn tần đơn nó có những ưu điểm sau đây:

– Hỗ dẫn trộn tần cao.

– Không có hài bậc chẵn và hài tần số trung gian.

– Chịu đựng được điện áp cao.

Dựa trên nguyên tắc cơ bản đó, người ta chế tạo các loại vi mạch trộn tần khác nhau.

Để tính toán các tham số trộn tần của các bộ trộn tần dùng tranzistor, người ta thường dùng các biểu thức gần đúng theo kinh nghiệm sau đây:

$$S_{tt} = Y_{21tt} = (0{,}4... \ 0{,}7) \mid Y_{21} \mid$$
$$G_{itt} = Y_{22tt} = (0{,}6... \ 0{,}8) \mid Y_{22} \mid$$
$$G_{vo} = Y_{11tt} = (0{,}7... \ 0{,}8) \mid Y_{11} \mid$$

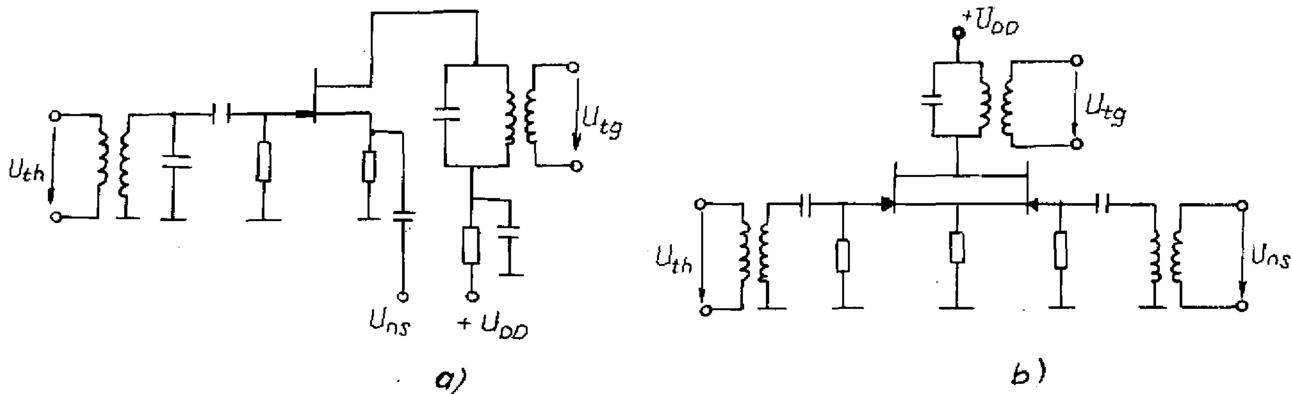
và coi như không có hiện tượng đổi tần ngược, nghĩa là $Y_{12tt} \approx 0$.

Trong đó, các điện dẫn Y_{11}, Y_{21}, Y_{22} là tham số của tranzistor ở chế độ khuếch đại đối với tín hiệu (f_{th}).

2. *Mạch trộn tần dùng tranzistor trường.* Khác với tranzistor lưỡng cực, tranzistor trường có đặc điểm là quan hệ giữa dòng ra (dòng máng) I_D và điện áp vào U_{GS} là quan hệ bậc 2, nên khi dùng để trộn tần sẽ giảm được các thành phần phổ đầu ra và hạn chế được hiện tượng điều chế giao thoa. Ngoài ra dùng Fet để trộn tần còn giảm được tạp âm và tăng được dải động của tín hiệu vào.

Các sơ đồ trộn tần dùng Fet cũng giống các sơ đồ trộn tần dùng tranzistor lưỡng cực. Trên hình 13.11 là các ví dụ về sơ đồ trộn tần dùng Fet.

Hình 13.11a là sơ đồ trộn tần đơn mắc source chung và hình 13.11b là sơ đồ trộn tần đẩy kéo mắc source chung. Nguyên lý làm việc của chúng hoàn toàn giống các sơ đồ dùng tranzistor lưỡng cực đã nghiên cứu ở phần trước. Cũng có thể dùng loại Fet hai cửa để thực hiện sơ đồ trộn tần như trên hình 13.12. Đây là loại sơ đồ trộn tần làm việc theo nguyên tắc nhân tín hiệu nhờ một phần tử tuyến tính tham số. Trong đó coi đặc tuyến I_D (u_{GS1}) là



Hình 13.11. Sơ đồ trộn tần dùng *Fet*:
a) sơ đồ đơn source chung; b) sơ đồ đẩy kéo source chung

tuyến tính, còn u_{GS2} là tham biến số. Vì thế có thể dùng các biểu thức (13.21a) và (13.21b) để biểu diễn quan hệ giữa dòng điện ra và các điện áp vào. Sơ đồ này cho phổ tín hiệu ra hẹp, đồng thời giảm được ảnh hưởng giữa mạch tín hiệu và mạch ngoại sai. Có thể dùng sơ đồ này ở phạm vi tần số f > 300 MHz (UHF).

Tính toán hỗ dẫn trộn tần cho các sơ đồ dùng Fet được thực hiện gần đúng. Biết rằng trong quá trình trộn tần do điện áp ngoại sai thay đổi, nên hỗ dẫn của fet thay đổi từ giá trị 0 đến S_{max}. Trị trung bình của nó là $S_{max}/2$. Khi điều chế 100% các biên tần có biên độ bằng 1/2 biên độ tải tần, nên hỗ dẫn trộn tần tính một cách gần đúng:

Hình 13.12. Mạch trộn tần dùng Fet hai cửa (Dual–Gate).

$$S_{tt} = \frac{1}{4} S_{max}$$

Ví dụ hỗ dẫn của Fet tại điểm làm việc tốt nhất S_{max} = 2mA/V thì $S_{tt} \leq$ 0,5mA/V.

13.4. Nhiễu trong mạch trộn tần

Như đã phân tích ở trên, khi đặt lên đầu vào mạch trộn tần điện áp tín hiệu với tần số $f = f_{th}$, nhờ tính chọn lọc của tải, trên đầu ra có thành phần điện áp với tần số

$$f_{tg} = |nf_{ns} \pm mf_{th}| \quad (13.22)$$

Tuy nhiên cũng có những thành phần tần số khác f_{th} thỏa mãn điều kiện (13.22), nên nó được đưa đến đầu ra bộ trộn tần và gây ra nhiễu trong bộ trộn tần đó. Sau đây sẽ xét cụ thể các thành phần nhiễu đó.

Giả thiết chọn $f_{tg} = f_{ns} - f_{th}$, nghĩa là chọn $m = n = 1$. Biểu thức tổng quát của tần số trung gian liên quan đến nhiễu đầu vào như sau:

$$f_{tg} = |nf_{ns} \pm mf_{v}| \quad (13.23)$$

Tất cả các điện áp vào có tần số f_v thỏa mãn điều kiện (13.23) đều có thể đến được đầu ra bộ trộn tần. Khai triển biểu thức (13.23) ta nhận được các kết quả sau:

$$f_{tg} = nf_{ns} + mf_v$$
$$f_{tg} = -nf_{ns} - mf_v$$
$$f_{tg} = nf_{ns} - mf_v$$
$$f_{tg} = -nf_{ns} + mf_v$$

Trường hợp thứ nhất $f_{tg} > f_{ns}$, nó không thỏa mãn điều kiện tần số trung gian đã chọn. Trường hợp thứ hai, ta có $f_{tg} < 0$, điều này vô nghỉa. Vậy chỉ có hai trường hợp cuối là thỏa mãn điều kiện tần số trung gian đã chọn. Từ hai biểu thức đó, ta rút ra:

$$f_v = \frac{n}{m} f_{ns} \pm \frac{1}{m} f_{tg} \quad (13.24)$$

với n, m là những số nguyên: 0, 1, 2,...

Có rất nhiều tần số thỏa mãn (13.24), nhưng chỉ cần lưu ý đến những tần số ứng với n, m lấy các giá trị nhỏ; vì với hài cao (m, n lớn), biên độ của nó không đáng kể.

Như vậy, ta xét các trường hợp sau:

a) $n = 0; m = 1$, tức là $f_{tg} = f_v$. Ta có nhiễu lọt thẳng.

b) $n = 1; m = 1$ thì $f_v = f_{ns} \pm f_{tg}$

Trường hợp $f_v = f_{ns} - f_{tg}$ chính là tần số tín hiệu, nên ta không coi nó là nhiễu. Với $f_v = f_{ns} + f_{tg}$, ta có nhiễu tần số ảnh, vì nó đối xứng với f_{th} qua f_{ns}.

c) $m = 1, n = 2$ thì $f_v = 2f_{ns} \pm f_{tg}$

Có thể xác định hỗ dẫn trộn tần cho tất cả các loại nhiễu này theo biểu thức $i_{ra} = f(u_{ns}, u_v, u_{tg})$, trong đó u_v có tần số ứng với các trường hợp a, b và c ở trên. Ta sẽ dẫn ra được các kết quả sau:

– Nhiễu lọt thẳng truyền qua bộ trộn tần với hỗ dẫn S_o ($n = 0$) là thành phần một chiều của $s = \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_v}$. Nếu chọn góc cắt θ lớn thì $S_o > \frac{1}{2}\widehat{S}_1 = S_{tt}$

– Nhiễu tần số ảnh được truyền qua bộ trộn tần với hỗ dẫn bằng hỗ dẫn trộn tần

$$S_{tt} = \frac{1}{2}\hat{S}_1.$$

– Nhiễu $f_v = 2f_{ns} \pm f_{tg}$ được truyền qua bộ trộn tần với hỗ dẫn S_2 là thành phần bậc 2 của hàm

$$s = \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_v} \text{ ; với } \hat{S}_2 < \hat{S}_1.$$

Trong các loại nhiễu trên, nhiễu lọt thẳng loại bỏ được dễ dàng bằng các mạch lọc đầu vào, vì $f_{tg} << f_{th}$ mà $f_v = f_{th}$. Nhiễu $f_v = 2f_{ns} \pm f_{tg}$ khử được khi chọn chế độ làm việc với $\theta = 180^o$ (chế độ A), lúc đó $\hat{S}_2 = 0$. Trong khi đó, nhiễu tần số ảnh rất khó trừ khử, đặc biệt là khi $f_{tg} << f_{th}$ thì hệ số lọc của tải $x = \frac{2f_{tg}}{f_{th}}$ rất nhỏ, nên rất khó lọc bỏ tần số ảnh. Vì vậy trong các tầng trước trộn tần phải đặc biệt lưu ý đến việc lọc bỏ nhiễu tần số ảnh.

13.5. Vòng giữ pha (*PLL*– Phase loocked loop)

13.5.1. Nguyên lý tác dụng

Vòng giữ pha đóng vai trò quan trọng trong kỹ thuật vô tuyến điện, trong kỹ thuật truyền số liệu cũng như trong kỹ thuật đo lường. Nó được dùng để tổng hợp tần số, để điều chế, để giải mã tiếng...

Nguyên lý vòng giữ pha đã có từ nhiều năm nay, nhưng gần đây mới được ứng dụng rộng rãi nhờ sự ra đời của các vi mạch *PLL* làm giảm nhẹ kết cấu quá phức tạp của mạch.

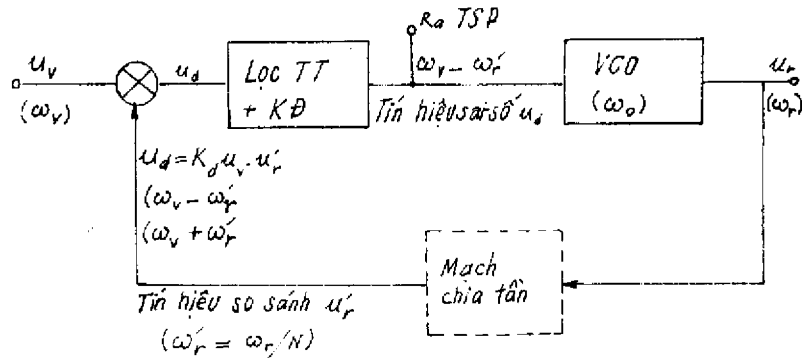
Nguyên lý tác dụng của *PLL* được chỉ ra trên hình 13.13. *PLL* hoạt động theo nguyên tắc vòng điều khiển. Khác với các vòng điều khiển thường dùng trong kỹ thuật điện tử, trong đó điện áp hoặc dòng điện là các đại lượng vào và đại lượng ra, trong *PLL* đại lượng vào và đại lượng ra là tần số và chúng được so sánh với nhau về pha. Vòng điều khiển pha có nhiệm vụ phát hiện và điều chỉnh những sai số nhỏ về tần số giữa tín hiệu vào và tín hiệu ra, nghĩa là *PLL* làm cho tần số ω'_r của tín hiệu so sánh bám theo tần số ω_v của tín hiệu vào. Tần số của tín hiệu so sánh bằng tần số tín hiệu ra ($\omega'_r = \omega_r$) hoặc tỷ lệ với tần số tín hiệu ra theo một hệ số tỷ lệ nào đó ($\omega'_r = \omega_r/N$)

Để có tín hiệu điều chỉnh u_d (hoặc i_d) tỷ lệ với hiệu pha $\Delta\varphi = \varphi_v - \varphi_r$ phải dùng bộ tách sóng pha (với *PLL* tuyến tính thì dùng mạch nhân tương tự để tách sóng pha, với *PLL* số thì dùng mạch *AND* hoặc trigơ để tách sóng pha). Ở đầu ra bộ tách sóng pha là tín hiệu hiệu chỉnh được đưa đến bộ tạo dao động khống chế bằng điện áp (*VCO*) hoặc bộ tạo dao động khống chế bằng dòng điện (*CCO*) làm thay đổi tần số dao động của nó sao cho hiệu tần số của tín hiệu vào và tín hiệu ra giảm dần và tiến tới không, nghĩa là $\omega'_r = \omega_v$.

Các phần tử cơ bản của vòng giữ pha gồm có bộ tách sóng pha, bộ lọc thông thấp và một *VCO* hoặc *CCO* (hình 13.13).

Để hiểu rõ hơn nguyên lý tác dụng của mạch, ta xét trường hợp đơn giản: tín hiệu vào và tín hiệu so sánh đều là các tín hiệu hình sin, vòng giữ pha thuộc loại tuyến tính dùng mạch nhân tương tự để tách sóng pha.

Với các giả thiết trên, ta thấy khi không có tín hiệu vào thì tín hiệu hiệu chỉnh $u'_d = 0$, vì tín hiệu ra của bộ tách sóng pha là tích $u_v.u'_r$. Mạch *VCO* dao động tại tần số dao động riêng ω_0 của nó. ω_0 còn được gọi là tần số dao động tự do. Khi có tín hiệu vào, bộ tách sóng pha sẽ so pha và tần số của tín hiệu vào với tín hiệu so sánh. Đầu ra bộ tách sóng pha xuất hiện tín hiệu u_d mà trị số tức thời của nó tỷ lệ với hiệu pha (hiệu tần số) của hai tín hiệu vào tại thời điểm đó. Vì $u_d = Ku_v u'_r$, nên trong tín hiệu ra bộ tách sóng pha có các thành phần tần số $\omega_v - \omega'_r$ và $\omega_v + \omega'_r$. Tần số tổng bị loại bỏ nhờ bộ lọc thông thấp, còn tần số hiệu được khuếch đại lên và được dùng làm tín hiệu để điều khiển tần số dao động của *VCO*. Tần số của *VCO* được thay đổi sao cho $\omega_v - \omega'_r$ tiến tới không, nghĩa là $f'_r = f_v$ hoặc $f_r = Nf_v$ với N là hệ số chia của bộ chia tần.



Hình 13.13. Sơ đồ khối vòng giữ pha.

Nếu tần số tín hiệu vào và tín hiệu so sánh lệch nhau quá nhiều làm cho tần số tổng và tần số hiệu đều nằm ngoài khu vực thông của bộ lọc thì không có tín hiệu điều khiển *VCO*. *VCO* dao động tại ω_0. Khi ω_v và ω'_r xích lại gần nhau sao cho thành phần $\omega_v - \omega'_r$ rơi vào khu vực thông của bộ lọc thì *VCO* bắt đầu nhận tín hiệu điều khiển để thay đổi tần số dao động của nó, *PLL* bắt đầu hoạt động, ta nói *PLL* làm việc trong "dải bắt". Vậy "dải bắt" của *PLL* là dải tần số mà *PLL* có thể thiết lập chế độ đồng bộ. Dải bắt của *PLL* phụ thuộc vào dải thông của bộ lọc. "Dải giữ" của *PLL* là dải tần số mà *PLL* có thể giữ được chế độ đồng bộ khi thay đổi tần số tín hiệu vào. Dải giữ không phụ thuộc vào dải thông của bộ lọc mà phụ thuộc vào biên độ điện áp điều khiển $u'_d(t)$ và vào khả năng biến đổi tần số của *VCO*.

13.5.2. Tính chất của *PLL* tuyến tính

Trong dải giữ, *PLL* là một mạch điều khiển tuyến tính. Theo các giả thiết trên khi hệ số chia tần $N = 1$, ta có điện áp ra bộ tách sóng pha:

$$u_d = Ku_v u'_r = K\hat{U}_v \hat{U}_r \sin\omega_v t \sin(\omega'_r t + \varphi_r)$$

$$= \frac{K\hat{U}_v \hat{U}_r}{2}\{\cos[(\omega_v - \omega'_r)t - \varphi_r] - \cos[(\omega_v + \omega'_r)t + \varphi_r]\} \qquad (13.25)$$

Khi tần số giới hạn của bộ lọc thông thấp thấp hơn nhiều so với $\frac{1}{2\pi}(\omega_v + \omega'_r)$ thì

có thể bỏ qua thành phần tần số tổng trong (13.25) và ta có điện áp điều khiển đưa đến *VCO*:

$$u'_d \approx K_d K \frac{\hat{U}_v \hat{U}_r}{2} |G[j(\omega_v - \omega'_r)]| \cos[(\omega_v - \omega'_r)t - \varphi_r] =$$

$$= K_d K \frac{\hat{U}_v \hat{U}_r}{2} |G[j(\omega_v - \omega'_r]| \cos\varphi(t) \qquad (13.26)$$

trong đó

K_d - hệ số truyền đạt của bộ lọc tại tần số thấp;

$|G|$ - modyn của hàm truyền đạt của bộ lọc;

$\varphi(t) = (\omega_v - \omega'_r)t - \varphi_r$ - hiệu pha giữa u_v và u_r.

Ở xung quanh điểm làm việc tĩnh, tần số của *VCO* tỷ lệ tuyến tính với điện áp điều chỉnh u'_d (nói một cách chính xác: tỷ lệ với trị trung bình đại số của u'_d trong một chu kỳ $T_r = \frac{2\pi}{\omega_r}$). Do đó có thể viết:

$$\omega_r - \omega_o = K_o u'_d \qquad (13.27)$$

trong đó, ω_o là tần số dao động tự do của *VCO* ứng với $u'_d = 0$.

Trong dải bắt, khi f_v = const thì hiệu pha giữa u'_r và u_v cũng không đổi và bằng φ_r, vì $\omega_v = \omega'_r$. Do đó từ (13.26) suy ra:

$$u'_d \approx \frac{K_d K}{2} \hat{U}_v \hat{U}_r \cos\varphi_r \qquad (13.28)$$

Điện áp điều khiển u'_d là điện áp một chiều, nó làm cho tần số của *VCO* thay đổi một lượng:

$$\Delta f = f_r - f_o = f_v - f_o.$$

hay

$$\Delta\omega = \omega_r - \omega_o = K_o u'_d \qquad (13.29)$$

Thay (13.28) vào (13.29) và giả thiết $\varphi_r = 0$, ta tính được khả năng lệch tần số tối đa:

$$\Delta\omega_G = \frac{K_d K K_o}{2} \hat{U}_v \hat{U}_r \qquad (13.30)$$

Nghĩa là tần số của *VCO* chỉ có thể bám theo tần số vào trong dải $\omega_o \pm \Delta\omega_G$ với điều kiện là trước đó mạch đã hoạt động (đã ở trong dải bắt). Vì vậy $2\Delta\omega_G$ hay $2\Delta f_G$ được gọi là dải giữ của *PLL*. Nó được phân bố đối xứng với tần số dao động tự do f_o của *VCO* và như đã nói nó không phụ thuộc vào dải thông của bộ lọc.

Dải bắt có thể tính được như sau: nếu tách mạch điều khiển ở đầu vào *VCO* thì tần số ra $f_r = f_o$. Điện áp điều khiển cực đại (khi đóng mạch) đưa đến *VCO* tính được theo (13.26):

$$u'_d \approx K_d K \frac{\hat{U}_v \hat{U}_r}{2} |G[j(\omega_v - \omega'_r)]|$$

Điện áp này làm cho tần số của *VCO* thay đổi một lượng:

$$\Delta\omega^* = K_o u'_d \approx K_o K_d K \frac{\hat{U}_v \hat{U}_r}{2} \mid G[j(\omega_v - \omega'_r)] \mid$$

sao cho ở đầu ra bộ tách sóng pha có tần số:

$$\omega_v - \omega'_r = \omega_v - \omega_o \pm \Delta\omega^* \tag{13.31}$$

Từ (13.31) suy ra dải bắt của *PLL* tuyến tính:

$$2\Delta\omega_B = 2\Delta\omega^* \approx 2K_o K_d K \frac{\hat{U}_v \hat{U}_r}{2} \mid G(j\Delta\omega_B) \mid \tag{13.32}$$

Hình 13.14 biểu diễn cơ chế bắt và giữ của *PLL*.

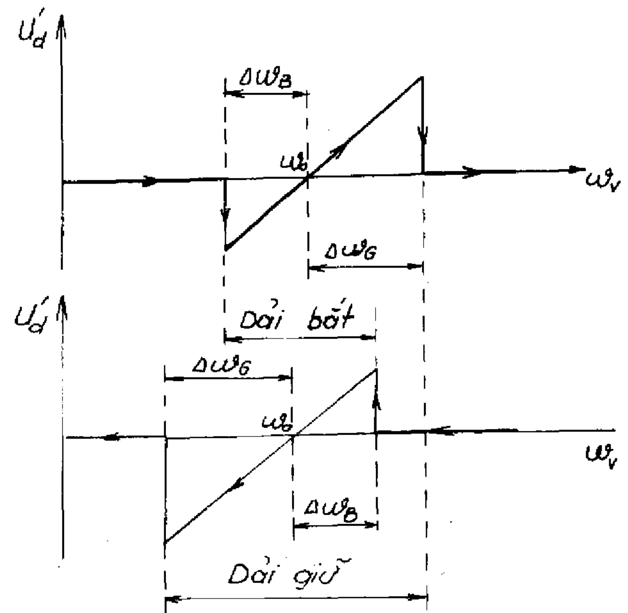
Theo đó ta thấy: tần số ra của *PLL* chỉ bám theo tần số vào khi

$|\omega_v - \omega'_r| < \Delta\omega_G$ với điều kiện *PLL* đang hoạt động trong dải bắt.

và khi

$|\omega_v - \omega'_r| < \Delta\omega_B$ nếu trước đó *PLL* chưa nằm trong dải bắt.

Nhờ cơ chế bắt và giữ nên *PLL* có tính chất chọn lọc theo tần số.



Hình 13.14. Minh họa cơ chế bắt và giữ của *PLL*.

13.5.3. Các khối cơ bản của *PLL*

Hệ thống *PLL* gồm các khối cơ bản như đã biết : bộ tạo dao động có tần số điều khiển được *(VCO, CCO)*, bộ tách sóng pha và bộ lọc thông thấp. Người ta thường căn cứ vào sơ đồ bộ tách sóng pha và bộ lọc thông thấp để phân biệt các *PLL* với nhau. Tuy nhiên, sơ đồ bộ tách sóng pha vẫn được coi là đặc trưng cơ bản nhất của *PLL*.

1. Bộ tách sóng pha. Bộ tách sóng có nhiệm vụ cho ra một tín hiệu phụ thuộc vào hiệu pha (hiệu tần số) của hai tín hiệu vào. Các tín hiệu vào thường là tín hiệu hình sin hoặc là dãy xung chữ nhật. Người ta phân biệt: tách sóng pha tuyến tính và tách sóng pha phi tuyến (tách sóng pha số).

Bộ tách sóng pha tuyến tính thường được thực hiện bởi mạch nhân tương tự. Tín hiệu ra của nó tỷ lệ với biên độ các tín hiệu vào.

Bộ tách sóng pha số được thực hiện bởi các mạch số (và, hoặc, không, tương đương,...). Tín hiệu vào của nó là dãy xung chữ nhật. Tín hiệu ra không phụ thuộc vào biên độ các tín hiệu vào.

2. Bộ lọc thông thấp. Trong hệ thống *PLL*, bộ lọc thông thấp có những chức năng sau:

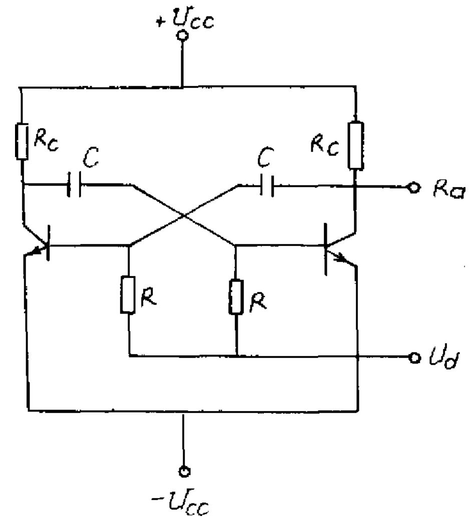
– Cho qua tín hiệu tần số thấp, nén thành phần tần số cao.

– Bảo đảm cho *PLL* bắt nhanh và bám được tín hiệu khi tần số thay đổi, nghĩa là nó phải có tốc độ đáp ứng đủ cao.

– Vì dải bắt của *PLL* phụ thuộc vào dải thông của bộ lọc, nên yêu cầu dải thông của bộ lọc phải đủ lớn để đảm bảo dải bắt cần thiết của *PLL*.

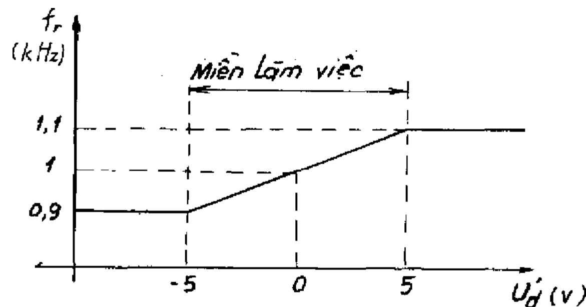
Thông thường trong hệ thống *PLL* người ta dùng các bộ lọc thông thấp bậc nhất, vì dùng các bộ lọc bậc cao hơn có thể ảnh hưởng đến tính ổn định của hệ thống. Có thể dùng lọc thụ động hoặc lọc tích cực đều được. Dùng bộ lọc thụ động thì đơn giản, do đó độ tin cậy cao và ổn định. Dùng bộ lọc tích cực thì có thể tăng hệ số khuếch đại của cả hệ thống và cho phép có được dải bắt mong muốn hay dải bám tùy ý khi thay đổi dải thông và hệ số khuếch đại.

3. Bộ tạo dao động có tần số điều khiển được. Yêu cầu chung đối với các bộ tạo dao động có tần số điều khiển được là quan hệ giữa điện áp điều khiển và tần số dãy xung ra phải tuyến tính. Ngoài ra mạch còn phải có độ ổn định tần số cao, dải biến đổi của tần số theo điện áp vào rộng, đơn giản, dễ điều chỉnh và thuận lợi đối với việc tổ hợp thành vi mạch (không có điện cảm).



Hình 13.15. Mạch tạo dao động đa hài dùng làm mạch tạo dao động có tần số điều khiển được trong *PLL*.

Về nguyên tắc, có thể dùng mọi mạch tạo dao động, mà tần số dao động của nó có thể biến thiên được trong phạm vi ± 10% đến ± 50% xung quanh tần số dao động tự do ω_0. Tuy nhiên, người ta thường dùng các bộ tạo xung chữ nhật hơn cả, vì loại này có thể làm việc trong phạm vi tần số khá rộng (1 MHz ÷ ≈ 100 MHz). Trong phạm vi (1 ÷ 50 MHz) thường dùng các mạch tạo dao động đa hài. Các bộ tạo dao động điều khiển bởi dòng điện



Hình 13.16. Quan hệ giữa tần số dao động ra của *VCO* với điện áp điều khiển đầu vào.

ưu việt hơn các bộ tạo dao động điều khiển bởi điện áp ở chỗ: nó có phạm vi tuyến tính của đặc tuyến truyền đạt rộng hơn.

Một sơ đồ đơn giản của *VCO* dùng mạch tạo dao động đa hài được biểu diễn trên hình 13.15. Khi nối đầu điều khiển với $+U_{cc}$ thì đây là một bộ dao động đa hài thông thường, khi tách ra và đặt điện áp điều khiển vào đầu đó thì tần số dãy xung ra biến thiên theo u'_d. Cụ thể nếu u'_d tăng thì thời gian phóng nạp của tụ giảm, do đó tần số ra tăng và ngược lại. Ta có đặc tuyến truyền đạt $f - u'_d$ biểu diễn trên hình 13.16.

Đây chỉ là một ví dụ, cũng có thể dùng các loại mạch khác như mạch dao động tích thoát, mạch đa hài ghép emito,... (xem giáo trình kỹ thuật xung) để tạo dao động.

13.5.4. Ứng dụng của *PLL*

PLL được ứng dụng trong nhiều lĩnh vực như đã nêu ở phần 13.5.1. Các ứng dụng của nó chung quy lại đều là nhằm biến đổi tần số, di chuyển tần số từ miền tần số thấp sang miền tần số cao và ngược lại. Sau đây sẽ xét một số ứng dụng cơ bản.

1. Tách sóng tín hiệu điều tần. Khi dùng *PLL* để tách sóng tín hiệu điều tần, phải kết cấu sao cho tần số dao động tự do ω_o của nó trùng với tần số trung tâm (tải tần) của tín hiệu điều tần. Tần số của *VCO* bám theo tần số của tín hiệu đã điều tần ở đầu vào và điện áp u'_d tỷ lệ với hiệu tần số $\Delta\omega = \omega_{dt} - \omega_o$ với ω_{dt} là tần số của tín hiệu điều tần. u'_d chính là dao động tần số thấp đã được tách sóng.

2. Điều chế tần số số. Để truyền tín hiệu số trên các đường điện thoại (trong modem) hoặc để cất giữ tín hiệu số, thường dùng tín hiệu logic nhị phân 1 và 0 mã hóa theo hai tần số khác nhau (ví dụ 0 ≙ 950 Hz và 1 ≙ 1050 Hz). Phương pháp này gọi là *FSK* (frequency shift keying). *PLL* được kết cấu sao cho tần số dao động tự do ω_o nằm giữa hai tần số đó để cho nó bám theo một trong hai tần số đó. Điện áp ra tỷ lệ với tần số vào. Ví dụ khi có tín hiệu *1* (1050 Hz) thì điện áp U_d lớn, khi có tín hiệu 0 (950 Hz) thì $U_d \approx 0$. Vậy U_d biểu diễn tín hiệu nhị phân đã được tách sóng. Tín hiệu này sẽ được đưa đến đường dây để truyền đi hoặc được cất giữ dưới dạng số.

3. Tổng hợp tần số. Đây là một ứng dụng rất quan trọng của *PLL*. Tổng hợp tần số là quá trình tạo ra một mạng tần số rời rạc từ một tần số chuẩn có độ ổn định cao.

Do *PLL* thực hiện được chế độ giữ pha, nên các đặc tính ổn định và trôi nhiệt của các tần số được tạo ra cũng giống như của tần số chuẩn.

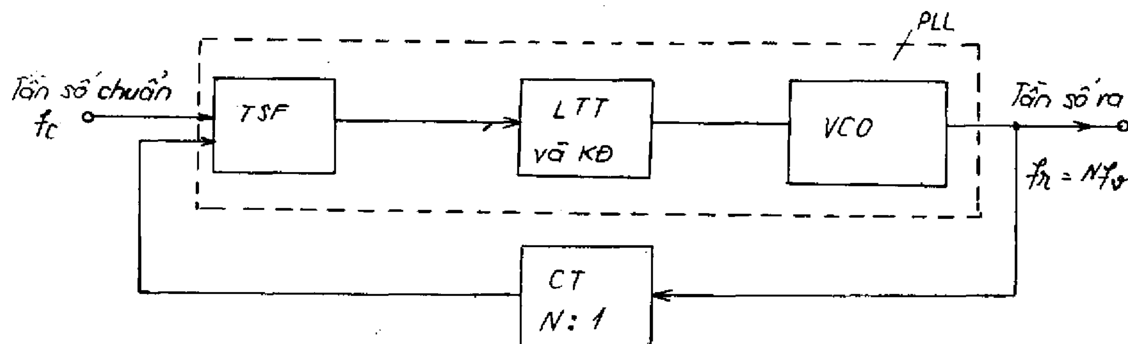
Những phép biến đổi cơ bản trong tổng hợp tần số là nhân và chia tần số. *PLL* có thể dùng để thực hiện các phép biến đổi đó.

a. Phép nhân tần số với hệ số nhân N nguyên (hình 13.17). Ở chế độ đồng bộ, tần số chuẩn $f_c = f_o/N$ hay tần số ra

$$f_o = f_r = Nf_c$$

b. *Tổng hợp tần số với tần số ra không phải là bội của tần số chuẩn* (hình 13.18).

Tần số chuẩn trước khi vào bộ tách sóng pha được đưa qua mạch chia tần, trên đầu ra mạch chia tần có tần số f_c/M.



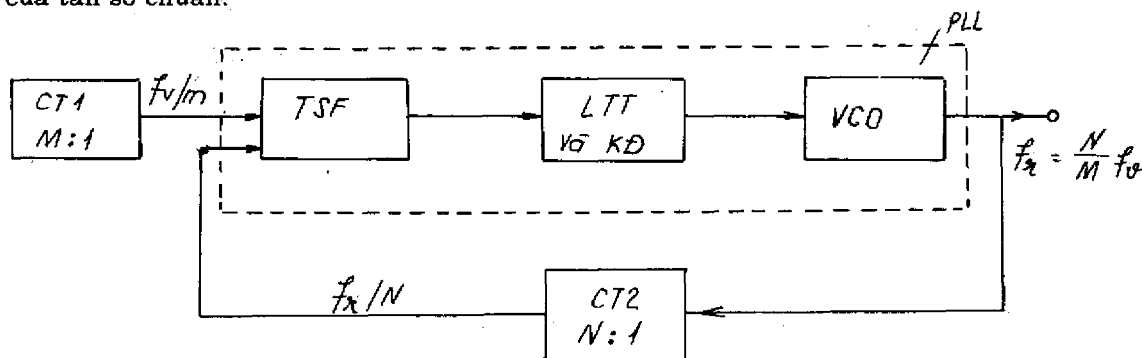
Hình 13.17. Mạch nhân tần số với hệ số nhân *N* nguyên.

Tần số ra qua mạch chia *N* là f_0/N. Khi đồng bộ

$$f_c/M = f_0/N, \quad \text{do đó} \qquad f_0 = f_r = \frac{N}{M} f_c$$

Nếu dao động chuẩn là một dãy xung gồm có tần số cơ bản f_c và các hài bậc cao nf_c (phân tích theo chuỗi Furier) và cho tần số của *VCO* bám theo một hài bậc cao nào đó của f_c thì có thể có được tần số ra $f_r = nf_c$. Hoặc cho *VCO* làm việc ở chế độ xung, tín hiệu chuẩn là tín hiệu hình sin, thì $f_c' = mf_0$, do đó $f_0 = f_r = f_c/m$ (*m* là bậc sóng hài của f_0).

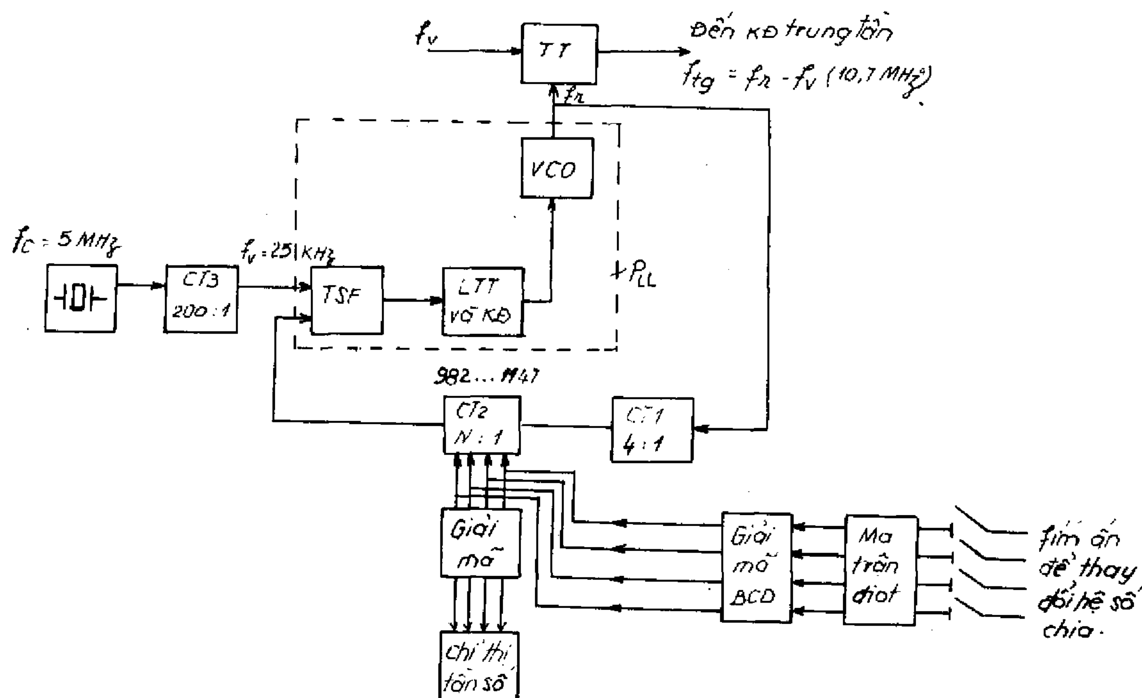
Trên hình 13.18 là mạch tổng hợp tần số. Bằng cách thay đổi *M*, *N* (chương trình hóa) có thể nhận được một mạng tần số rời rạc tùy ý với độ ổn định và độ chính xác như của tần số chuẩn.



Hình 13.18: Mạch tổng hợp tần số với tần số ra không phải là bội của tần số chuẩn:
LTT: lọc thông thấp; *TS*: tách sóng pha;
KĐ: khuếch đại; CT: chia tần.

Hình 13.19 biểu diễn nguyên lý tổng hợp tần số trong một máy thu thanh *UKW*. Bộ chia tần thứ nhất (*CT*1) có hệ số chia $N = 4$ và làm việc trong phạm vi tần số đến 180 MHz. Bộ chia tần thứ hai (*CT*2) là một bộ chia làm việc theo chương trình có hệ số chia $N = 982 \div 1147$. Vì tần số vào của bộ tách sóng pha $f_v = 25$ kHz nên bằng cách thay

đổi N có thể thay đổi được tần số ra của *VCO* f_r trong phạm vi từ (98,2 ÷ 114,7) MHz với khoảng cách 4 × 25 kHz = 100 kHz. Vì tần số trung gian của máy thu $f_{tg} = f_r - f_v$, nên tần số biến thiên trong phạm vi từ (87,5 ... 104) MHz.



Hình 13.19. Tổng hợp tần số trong máy thu thanh *UKW* :

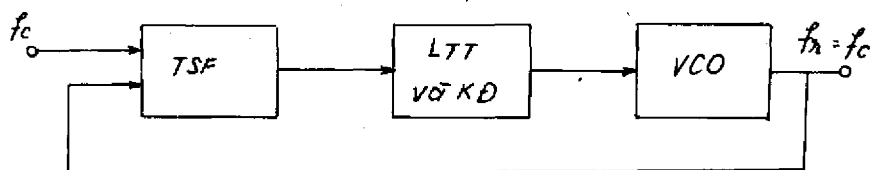
CT: chia tần

TT: Trộn tần

TSF: tách sóng pha

LTT: lọc thông thấp

c. Đồng bộ tần số. Ở phạm vi tần số cao, tần số của *VCO* hoặc *CCO* khó ổn định. Lúc này có thể dùng một tần số chuẩn thấp, nhưng ổn định cao để ổn định tần số của *VCO* (*CCO*) nhờ *PLL*. Mạch nguyên lý của hệ thống đồng bộ đó được biểu diễn trên hình 13.20.



Hình 13.20. Đồng bộ tần số bằng *PLL*.

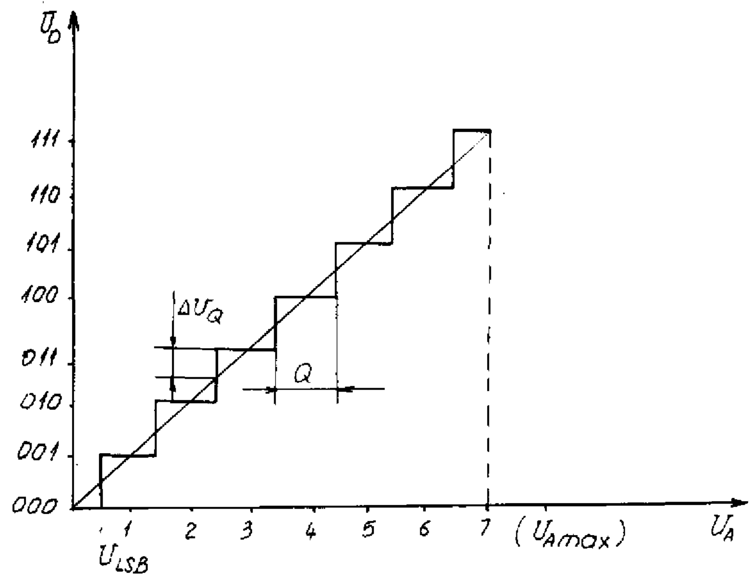
CHƯƠNG 14

CHUYỂN ĐỔI TƯƠNG TỰ - SỐ VÀ CHUYỂN ĐỔI SỐ - TƯƠNG TỰ

14.1. Cơ sở lý thuyết

14.1.1. Khái niệm chung

Ngày nay việc gia công, truyền đạt tín hiệu cũng như các quá trình điều khiển và chỉ thị phần lớn được thực hiện theo phương pháp số. Trong khi đó tín hiệu tự nhiên lại biến thiên liên tục theo thời gian nghĩa là tín hiệu tự nhiên có dạng tương tự. Để phối ghép giữa nguồn tín hiệu tương tự với các hệ thống xử lý số, người ra dùng các mạch chuyển đổi tương tự – số (*ADC* – Analog Digital Converter) nhằm biến đổi tín hiệu tương tự sang dạng số hoặc dùng các mạch chuyển đổi số–tương tự (*DAC* – Digital Analog Converter) trong trường hợp cần biến đổi tín hiệu số sang dạng tương tự. Quá trình biến đổi một tín hiệu tương tự sang dạng số được minh họa bởi đặc tính truyền đạt trên hình 14.1. Tín hiệu tương tự U_A được chuyển thành một tín hiệu có dạng bậc thang đều. Với đặc tuyến truyền đạt như vậy, một phạm vi giá trị của U_A được biểu diễn bởi một giá trị đại diện số thích hợp. Các giá trị đại diện số là các giá trị rời rạc.



Hình 14.1. Đặc tuyến truyền đạt của mạch biến đổi tương tự – số, với U_A : điện áp vào tương tự và U_D : điện áp ra số.

Có nhiều cách biểu diễn các giá trị rời rạc đó. Cách biểu diễn theo hệ thập phân thường dùng để chỉ thị số đo. Trường hợp, sau mạch biến đổi *AD* là các thiết bị số thì thường dùng hệ cơ số 2 (mã nhị phân) để biểu diễn tín hiệu số như trên hình 14.1.

Một cách tổng quát, gọi tín hiệu tương tự là $S_A(U_A)$, tín hiệu số là $S_D(U_D)$, S_D được biểu diễn dưới dạng mã nhị phân như sau :

$$S_D = b_{n-1}.2^{n-1} + b_{n-2}.2^{n-2} + ... + b_0 2^0$$

trong đó,các hệ số $+b_k = 0$ hoặc 1 (với $k = 0$ đến $k = n-1$) và được gọi là bit;

+ b_{n-1} được gọi là bit có nghĩa lớn nhất (*MSB* – most significant bit), tương ứng với cột đứng đầu bên trái của dãy mã số. Mỗi biến đổi giá trị của *MSB* ứng với sự biến đổi của tín hiệu là nửa dải làm việc.

+ b_0 gọi là bit có nghĩa nhỏ nhất (*LSB* – least significant bit), tương ứng với cột đứng đầu bên phải của dãy mã số. Mỗi biến đổi giá trị của *LSB* ứng với một mức lượng tử (1 nấc của hình bậc thang).

Với một mạch biến đổi có *N* bit tức *N* số hạng trong dãy mã nhị phân; (trong ví dụ hình 14.1 $N = 3$) thì mỗi nấc trên hình bậc thang chiếm một giá trị :

$$Q = U_{LSB} = \frac{U_{Am}}{2^N - 1}\ , \qquad (14.1)$$

trong đó, U_{Am} là giá trị cực đại cho phép của điện áp tương tự ở đầu vào *ADC*.;

Giá trị của U_{LSB} hoặc *Q* gọi là mức lượng tử.

Do tín hiệu số là tín hiệu rời rạc, nên trong quá trình chuyển đổi *AD* xuất hiện một sai số gọi là sai số lượng *tử hóa*, được xác định như sau :

$$\Delta U_Q = \frac{1}{2}Q\ ; \qquad (14.2)$$

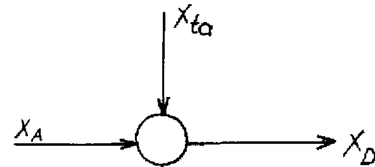
Khi chuyển đổi *AD* phải thực hiện việc lấy mẫu tín hiệu tương tự. Để đảm bảo khôi phục lại tín hiệu một cách trung thực, tần số lấy mẫu f_M phải thỏa mãn điều kiện sau :

$$f_M \geq 2f_{thmax} \approx 2B \qquad (14.3)$$

trong đó, f_{thmax} là tần số cực đại của tín hiệu; *B* là dải tần số của tín hiệu.

Theo định lý lấy mẫu, nếu điều kiện (14.3) thỏa mãn thì không có sự trùng lặp giữa phổ cơ bản (phổ tín hiệu vào) và các thành phần phổ khác sinh ra do quá trình lấy mẫu (các thành phần này phân bố về hai phía của f_M và về hai phía của bội số của f_M và cách chúng một khoảng đúng bằng dải tần *B* của tín hiệu).

Theo thuyết lượng tử hóa, trong quá trình lượng tử hóa sinh ra tạp âm, tạp âm này thể hiện khi thực hiện phép biến đổi ngược *DA*. Do đó có thể coi quá trình lượng tử hóa như quá trình cộng tín hiệu X_A với một tạp âm X_{ta} nào đó (hình 14.2). Người ta đã chứng minh được : trong phạm vi $-\frac{Q}{2} \leq X_A \leq \frac{Q}{2}$ tạp âm lượng tử hóa được coi là tạp âm trắng. Mật độ công suất phổ của tạp âm lượng tử hóa $S_{ta}(\omega)$ được xác định theo biểu thức (14.4).



Hình 14.2. Sơ đồ tương đương tĩnh của mạch lượng tử hóa.

$$S_{ta}(\omega) = \frac{Q^2}{12} = \overline{U}_{ta}{}^2 \qquad (14.4)$$

trong đó, *Q* là giá trị của một mức lượng tử, $\overline{U^2}$ là trị trung bình bình phương của điện áp tạp âm.

Do đó công suất tạp âm trên điện trở *R* :

$$P_R = \frac{Q^2}{12R} \qquad (14.5)$$

Tỷ số tín hiệu trên tạp âm ứng với mức cực đại của điện áp tương tự U_{Am} được xác định như sau :

$$\frac{S}{N}(\text{dB}) = 20\lg\frac{U_{Am}}{\sqrt{2}\,U_{ta}} = 20\lg\sqrt{6}(2^N - 1) \tag{14.6}$$

Ngoài ra khi nghiên cứu đặc tính của bộ chuyển đổi *AD* cần lưu ý đến quan hệ giữa thời gian xác lập t_x và tần số giới hạn f_g của hệ thống. Quan hệ này đã được dẫn giải ở chương 2 (phần 2.4.6) và có thể suy ra từ biểu thức (2.27) như sau :

$$t_x = \frac{1}{3f_g}. \tag{14.7}$$

14.1.2. Các tham số cơ bản

1. Dải biến đổi của điện áp tín hiệu tương tự ở đầu vào là khoảng điện áp mà bộ chuyển đổi *AD* có thể thực hiện chuyển đổi được.

Khoảng điện áp đó có thể lấy trị số từ 0 đến một trị số dương hoặc âm nào đó hoặc cũng có thể là điện áp hai cực tính từ $-U_{Am}$ đến $+U_{Am}$.

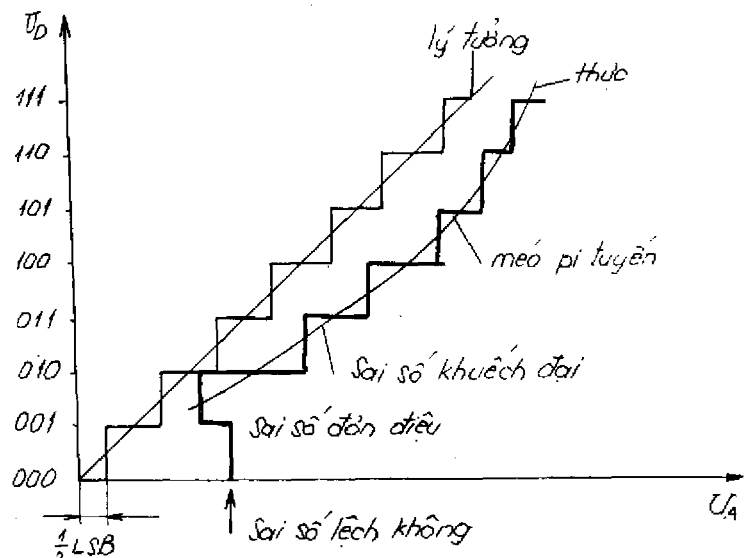
2. Độ chính xác của bộ chuyển đổi AD. Tham số đầu tiên đặc trưng cho độ chính xác của một *ADC* là độ phân biệt. Ta biết rằng trên đầu ra của một *ADC* là các giá trị số được sắp xếp theo quy luật của một loại mã nào đó. Số các số hạng của mã số ở đầu ra (số bít trong mã nhị phân) tương ứng với dải biến đổi của điện áp vào cho biết mức chính xác của phép chuyển đổi.

Ví dụ: Một *ADC* có số bit ở đầu ra $N = 12$ (12 số hạng) có thể phân biệt được $2^{12} = 4096$ mức trong dải biến đổi điện áp vào của nó. Độ phân biệt của một *ADC* được ký hiệu là *Q* và được xác định theo biểu thức (14.1). *Q* chính là giá trị của một mức lượng tử hóa hoặc còn gọi là 1 *LSB*. Trong nhiều tài liệu kỹ thuật người ta chỉ cho biết dải biến đổi của điện áp vào và số bít *N*. Từ hai tham số đó và áp dụng biểu thức (14.1) có thể suy ra độ phân biệt *Q*.

Trong thực tế thường dùng số bit *N* để đặc trưng cho độ chính xác, lúc đó phải hiểu ngầm rằng dải biến đổi điện áp vào coi như không đổi.

Thông thường các *ADC* có số bít từ 3 đến 12, có những *ADC* đạt được độ chính xác 14 đến 16 bít.

Liên quan đến độ chính xác của *ADC* còn có những tham số khác được minh họa trên hình 14.3. Đường đặc tuyến truyền đạt lý tưởng của *ADC* là một đường bậc thang



Hình 14.3. Đặc tuyến truyền đạt lý tưởng và thực của mạch chuyển đổi tương tự – số (*ADC*).

đều và có độ dốc trung bình bằng 1. Đường đặc tuyến thực có sai số lệch không, nghĩa là nó không xuất phát tại giá trị ứng với $\frac{1}{2}LSB$. Nó là hình bậc thang không đều do ảnh hưởng của sai số khuếch đại, của méo phi tuyến và sai số đơn điệu.

Trong đó sai số khuếch đại là sai số giữa độ dốc trung bình của đường đặc tuyến thực với độ dốc trung bình của đường đặc tuyến lý tưởng. Sai số phi tuyến được đặc trưng bởi sự thay đổi độ dốc đường trung bình của đặc tuyến thực trong dải biến đổi của điện áp vào. Sai số này làm cho đường đặc tuyến chuyển đổi có dạng hình bậc thang không đều. Cuối cùng, sai số đơn điệu thực chất cũng do tính phi tuyến của đường đặc tính biến đổi gây ra, nhưng đây là trường hợp đặc biệt làm cho độ dốc của đường trung bình biến thiên không đơn điệu thậm chí có thể dẫn đến mất một vài mã số.

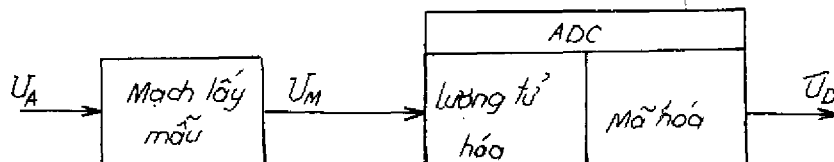
Tóm lại, đặc trưng cho tính chính xác của *ADC* có nhiều tham số: số bit, méo phi tuyến, sai số khuếch đại, sai số lệch không và sai số đơn điệu. Cần chú ý rằng nếu *ADC* làm việc lý tưởng vẫn tồn tại sai số. Đó là sai số lượng tử hóa, được xác định theo biểu thức (14.2). Vì vậy sai số lượng tử hóa còn được gọi là sai số lý tưởng hoặc sai số hệ thống của *ADC*. Sai số thực của *ADC* gồm sai số lý tưởng và những sai số còn lại. Người ta quy ước tổng các sai số còn lại không được vượt quá sai số lý tưởng, sao cho một *ADC* được thiết kế với độ chính xác là $(N+1)$ bit thì đạt được độ chính xác thực là N bit.

3. Tốc độ chuyển đổi. Tốc độ chuyển đổi cho biết số kết quả chuyển đổi trong 1 giây, được gọi là tần số chuyển đổi f_c. Cũng có thể dùng tham số thời gian chuyển đổi T_c để đặc trưng cho tốc độ chuyển đổi. T_c là thời gian cần thiết cho một kết quả chuyển đổi. Chú ý rằng $f_c \neq \frac{1}{T_c}$. Thường $f_c < \frac{1}{T_c}$ vì giữa các lần chuyển đổi còn có một khoảng thời gian cần thiết để cho *ADC* hồi phục lại trạng thái ban đầu. Cần lưu ý rằng, một số *ADC* có tốc độ chuyển đổi cao, tất nhiên phải trả giá bằng độ chính xác giảm hoặc ngược lại, nghĩa là yêu cầu về độ chính xác và tốc độ chuyển đổi mâu thuẫn với nhau. Tùy yêu cầu sử dụng, phải tìm cách dung hòa các yêu cầu đó một cách hợp lý nhất.

14.1.3. Nguyên tắc làm việc của *ADC*

Nguyên tắc làm việc của *ADC* được minh họa trên sơ đồ khối hình 14.4.

Trước hết tín hiệu tương tự được đưa đến một mạch lấy mẫu, mạch này có hai nhiệm



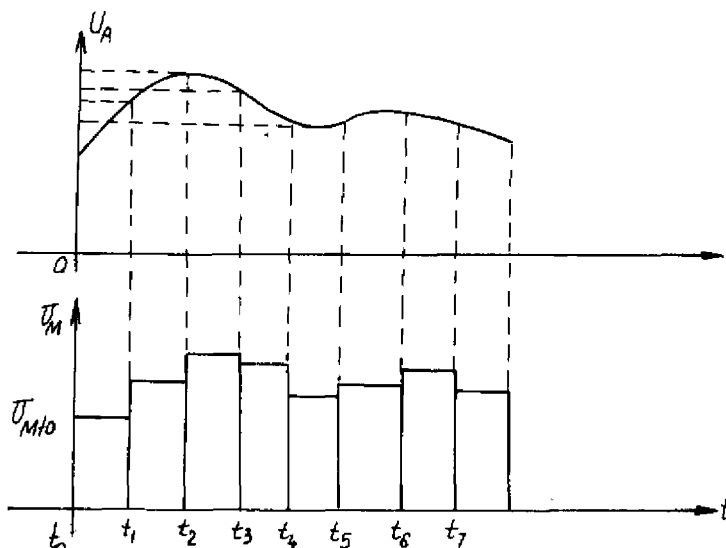
Hình 14.4. Sơ đồ khối minh họa nguyên tắc làm việc của *ADC*.

vụ (xem đồ thị thời gian hình 14.5):

– Lấy mẫu tín hiệu tương tự tại những thời điểm khác nhau và cách đều nhau (rời rạc hóa tín hiệu về mặt thời gian).

– Giữ cho biên độ điện áp tại các thời điểm lấy mẫu không đổi trong quá trình chuyển đổi tiếp theo (nghĩa là trong quá trình lượng tử hóa và mã hóa).

Tín hiệu ra mạch lấy mẫu được đưa đến mạch lượng tử hóa để thực hiện làm tròn với độ chính xác : $\pm \frac{Q}{2}$ [theo biểu thức (14.2)]. Mạch lượng tử hóa làm nhiệm vụ rời rạc hóa tín hiệu tương tự về mặt biên độ. Như vậy nhờ quá trình lượng tử hóa một tín hiệu tương tự bất kỳ được biểu diễn bởi một số nguyên lần mức lượng tử, nghĩa là



Hình 14.5. Đồ thị thời gian của điện áp vào và điện áp ra mạch lấy mẫu.

$$Z_{Di} = \text{int}\,\frac{X_{Ai}}{Q} = \frac{X_{Ai}}{Q} - \frac{\Delta X_{Ai}}{Q} \tag{14.8}$$

trong đó,

X_{Ai} - tín hiệu tương tự ở thời điểm i;

Z_{Di} - tín hiệu số ở thời điểm i;

Q - mức lượng tử;

ΔX_{Ai} - số dư trong phép lượng tử hóa;

int (integer) - phần nguyên.

Trong phép chia theo biểu thức (14.8) chỉ lấy phần nguyên của kết quả, phần dư còn lại (không chia hết cho Q) chính là sai số lượng tử hóa. Vậy quá trình lượng tử hóa thực chất là quá trình làm tròn số. Lượng tử hóa được thực hiện theo nguyên tắc so sánh. Tín hiệu cần chuyển đổi được so sánh với một loạt các đơn vị chuẩn Q.

Sau mạch lượng tử hóa là mạch mã hóa. Trong mạch mã hóa, kết quả lượng tử hóa được sắp xếp lại theo một quy luật nhất định phụ thuộc vào loại mã yêu cầu trên đầu ra bộ chuyển đổi.

Trong nhiều loại *ADC*, quá trình lượng tử hóa và mã hóa xẩy ra đồng thời, lúc đó không thể tách rời hai quá trình đó.

Phép lượng tử hóa và phép mã hóa được gọi chung là phép biến đổi *AD*.

14.2. Các phương pháp chuyển đổi tương tự - số

14.2.1. Phân loại

Có nhiều cách phân loại các *ADC*. Cách phân loại hay dùng hơn cả là phân loại theo quá trình chuyển đổi về mặt thời gian. Nó cho phép phán đoán một cách tổng quát tốc độ chuyển đổi. Theo cách phân loại này, người ta phân biệt 4 phương pháp biến đổi *AD* sau đây :

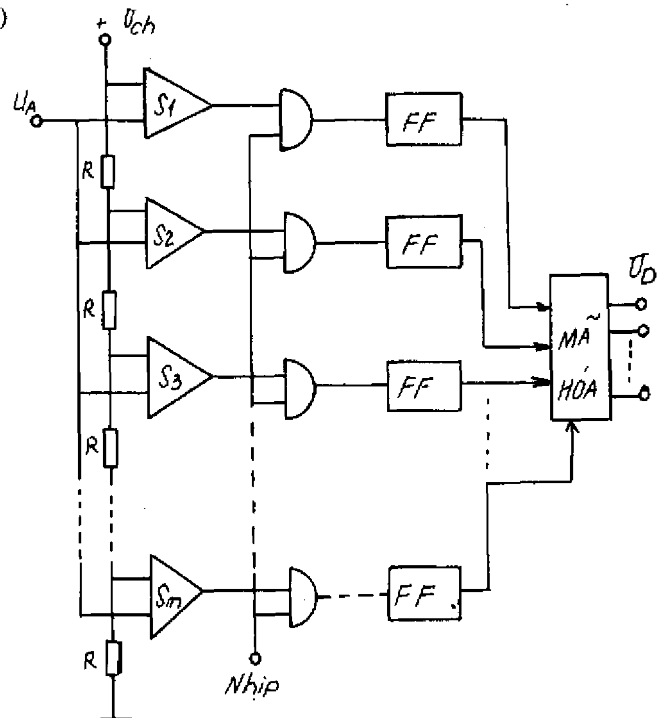
– Biến đổi song song. Trong phương pháp biến đổi song song, tín hiệu được so sánh cùng một lúc với nhiều giá trị chuẩn. Do đó tất cả các bit được xác định đồng thời và đưa đến đầu ra.

– Biến đổi nối tiếp theo mã đếm. Ở đây quá trình so sánh được thực hiện lần lượt từng bước theo quy luật của mã đếm. Kết quả chuyển đổi được xác định bằng cách đếm số lượng giá trị chuẩn có thể chứa được trong giá trị tín hiệu tương tự cần chuyển đổi.

– Biến đổi nối tiếp theo mã nhị phân. Quá trình so sánh được thực hiện lần lượt từng bước theo quy luật mã nhị phân. Các đơn vị chuẩn dùng để so sánh lấy các giá trị giảm dần theo quy luật mã nhị phân, do đó các bít được xác định lần lượt từ bit có nghĩa lớn nhất (*MSB*) đến bit có nghĩa nhỏ nhất (*LSB*)

– Biến đổi song song – nối tiếp kết hợp. Trong phương pháp này, qua mỗi bước so sánh có thể xác định được tối thiểu là 2 bit đồng thời.

Các mạch thực tế làm việc theo nhiều phương pháp khác nhau, nhưng đều có thể xếp vào 1 trong 4 loại trên. Sau đây chúng ta sẽ nghiên cứu một số phương pháp điển hình : phương pháp song song, phương pháp phân đoạn từng bit, phương pháp nối tiếp dùng vòng hồi tiếp, phương pháp đếm đơn giản, phương pháp tích phân hai sườn dốc, phương pháp song song nối tiếp kết hợp và phương pháp loga. Ngoài ra còn một số phương pháp khác như phương pháp dùng mạng điện dung, phương pháp điện áp – tần số,... mà nguyên tắc hoạt động của chúng có thể suy ra từ các phương pháp khác.



Hình 14.6a. Sơ đồ nguyên lý bộ chuyển đổi *AD* theo phương pháp song song.

14.2.2. Chuyển đổi *AD* theo phương pháp song song

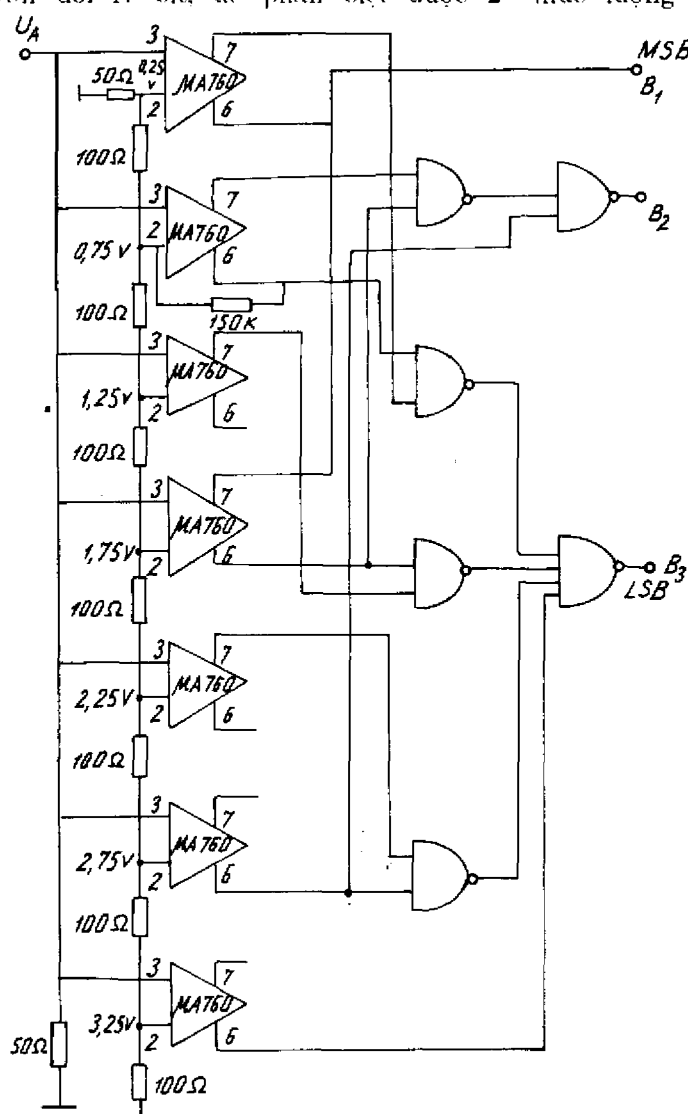
Trong phương pháp chuyển đổi song song, tín hiệu tương tự U_A được đồng thời đưa đến các bộ so sánh $S_1 \div S_m$. Điện áp chuẩn U_{ch} được đưa đến đầu vào thứ 2 của các bộ so

sách qua thang điện trở R. Do đó các điện áp chuẩn đặt vào bộ so sánh lân cận khác nhau một lượng không đổi và giảm dần từ S_1 đến S_m. Đầu ra của các bộ so sánh có điện áp vào lớn hơn điện áp chuẩn lấy trên thang điện trở có mức logic "1", các đầu ra còn lại có mức logic "0". Tất cả các đầu ra được nối với mạch "VÀ", một đầu mạch "VÀ" nối với mạch tạo xung nhịp. Chỉ có khi có xung nhịp đưa đến đầu vào "VÀ" thì các xung trên đầu ra bộ so sánh mới đưa vào mạch nhớ *FF* (Flip Flop). Như vậy cứ sau một khoảng thời gian bằng một chu kỳ xung nhịp lại có một tín hiệu được biến đổi và đưa đến đầu ra. Xung nhịp đảm bảo cho quá trình so sánh kết thúc mới đưa tín hiệu vào bộ nhớ.

Bộ mã hóa biến đổi tín hiệu vào dưới dạng mã đếm thành mã nhị phân.

Mạch biến đổi song song có tốc độ chuyển đổi nhanh, vì quá trình so sánh được thực hiện song song (1 bước so sánh), nhưng kết cấu mạch phức tạp với số linh kiện quá lớn. Với bộ chuyển đổi N bit, để phân biệt được 2^n mức lượng tử hóa, phải dùng $(2^N - 1)$ bộ so sánh. Vì vậy phương pháp này chỉ dùng trong các *ADC* yêu cầu số bit N nhỏ và tốc độ chuyển đổi cao. Ngày nay người ta đã chế tạo được các *ADC* song song 7 bit với f_c = 15 HMz.

Trên hình 14.6*b* là ví dụ về một bộ chuyển đổi *AD* kết cấu theo phương pháp song song. Mạch này có số bit N = 3 và thời gian chuyển đổi T_c = 30 ns. Các "*NAND*" làm nhiệm vụ biến đổi mã đếm thành mã nhị phân đồng thời tạo nhịp cho quá trình so sánh. Loại *NAND* được dùng ở đây là 9002 và 9004. Mạch so sánh μA760 có tốc độ đáp ứng 25 ns. Mạch có phạm vi biến đổi của điện áp vào : (0 ÷ 3,5)V.



Hình 14.6b. Ví dụ về *ADC* song song. N = 3 ; T_c = 30 ns.
Chú ý : đầu ra 7 của bộ so sánh là đầu ra thuận,
đầu ra 6 của bộ so sánh là đầu ra đảo.

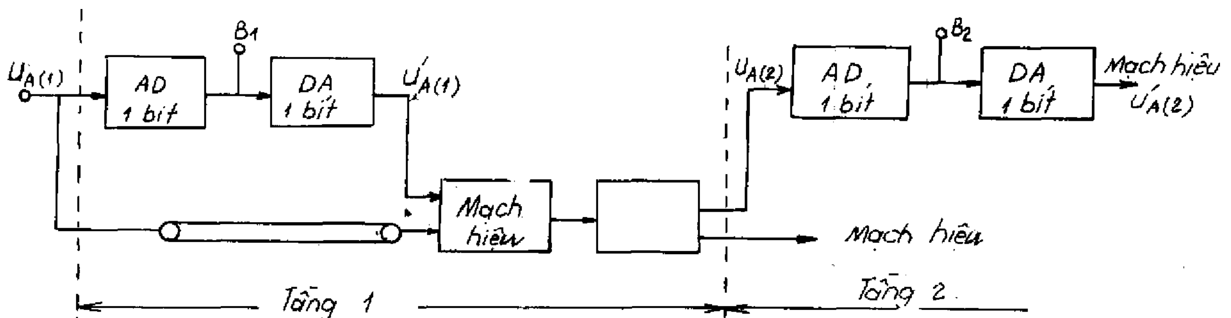
14.2.3. Chuyển đổi *AD* theo phương pháp phân đoạn từng bit (chuyển đổi nối tiếp theo mã nhị phân)

Mạch chuyển đổi theo phương pháp này có số tầng bằng số bit cần xác định (hình 14.7). Mỗi tầng cho ra 1 bit. Phương pháp phân đoạn được tiến hành như sau ;

Giả sử tín hiệu vào biến thiên trong phạm vi $0 \div U_{Amax}$. Chia dải làm việc làm hai phần bằng nhau, lúc đó ranh giới giữa hai phần là $\frac{U_{Amax}}{2}$.

Tín hiệu cần biến đổi U_A được so sánh với mức $\frac{U_{Amax}}{2}$. Khi $U_{A(1)} < \frac{U_{Amax}}{2}$ thì $B_1 = 0$, ngược lại nếu $U_{A(1)} \geq \frac{U_{Amax}}{2}$ thì $B_1 = 1$. Vậy $\frac{U_{Amax}}{2}$ chính là điện áp chuẩn của bộ biến đổi *AD* 1 bít (nó là một bộ so sánh). Tín hiệu số ứng với bít thứ nhất B_1 một mặt được đưa ra chỉ thị, một mặt được đưa đến bộ chuyển đổi ngược *DA*. Trên đầu ra của mạch chuyển đổi *DA* một bít là tín hiệu tương tự ứng với bit có nghĩa lớn nhất. Khi $B_1 = 0$ thì tín hiệu tương tự tương ứng với nó $U'_{A(1)} = 0$, còn khi $B_1 = 1$ thì $U'_{A(1)} = \frac{U_{Amax}}{2}$. Mạch trừ cho ra giá trị hiệu giữa tín hiệu vào $U_{A(1)}$ và tín hiệu tương tự ứng với bit thứ nhất. Đây chính là số dư tín hiệu tương tự sau khi đã xác định bít thứ nhất. Số dư này được đưa đến tầng thứ hai để tiếp tục xác định bit tiếp theo bằng cách so sánh nó với một tín hiệu chuẩn có giá trị $\frac{U_{Amax}}{4}$. Tương tự như vậy, để xác định bit thứ ba phải có tín hiệu chuẩn giá trị $\frac{U_{Amax}}{8}$ và bit thứ N có $U_{chN} = \frac{U_{Amax}}{2^N}$.

Tuy nhiên thay cho việc giảm dần trị số của các điện áp chuẩn theo bội số của 2, người ta nhân đôi các điện áp dư sau mỗi tầng. Lúc đó có thể giữ nguyên điện áp chuẩn cho tất cả các tầng : $\frac{U_{Amax}}{2}$. Bằng cách này có thể tiết kiệm được số nguồn tín hiệu chuẩn và mođyn hóa các tầng. Nhưng mạch lại có nhược điểm là sai số biên độ tăng gấp đôi khi tín hiệu đi qua mỗi tầng. Do đó yêu cầu các tầng làm việc phải chính xác, nhất là các tầng đầu.



Hình 14.7. Sơ đồ khối bộ chuyển đổi *AD* theo phương pháp phân đoạn từng bit.

So với phương pháp song song, trong phương pháp này để xác định N bit phải thực hiện N bước so sánh. Nhưng mạch đơn giản hơn, vì chỉ cần dùng N bộ so sánh.

Chuyển đổi AD theo phương pháp phân đoạn từng bit ít được dùng trong thực tế, nhưng nó là cơ sở để phân tích và xây dựng các phương pháp khác.

14.2.4. Chuyển đổi *AD* nối tiếp dùng vòng hồi tiếp

Sơ đồ khối của ADC làm việc theo phương pháp này biểu diễn trên hình 14.8.

Điện áp tương tự U_A được so sánh với một giá trị ước lượng cho trước U_M.

Khi $U_A > U_M$ thì $U_h > 0$,

$U_A < U_M$ thì $U_h < 0$.

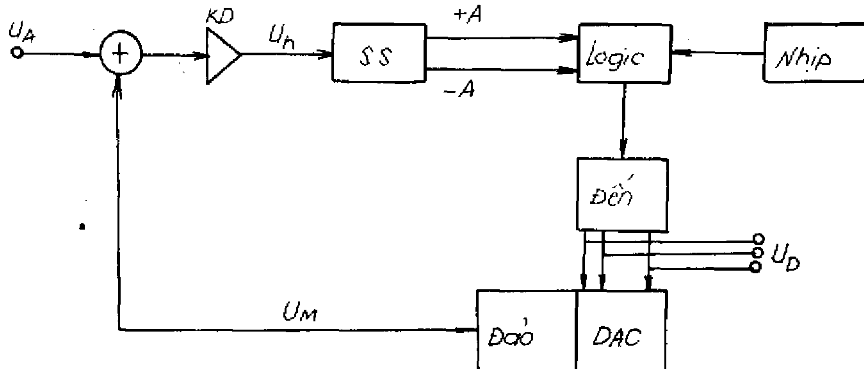
U_h : điện áp sai số giữa U_A và U_M.

Điện áp hiệu dụng U_h được khuếch đại rồi đưa đến mạch so sánh số SS. Nếu

$U_h > 0$ thì đầu ra SS có $+A = 1$

$U_h < 0$ thì đầu ra SS có $-A = 1$.

Kết quả so sánh được đưa vào một mạch logic đồng thời với tín hiệu nhịp. Tùy thuộc vào tín hiệu ra SS, tại những thời điểm có xung nhịp, mạch logic sẽ điều khiển bộ đếm sao cho ứng với $+A$ thì bộ đếm đếm thuận và $-A$ thì bộ đếm đếm ngược. Nếu bộ đếm được kết cấu theo quy luật của mã nhị phân thì trên đầu ra ADC sẽ có tín hiệu số dưới dạng mã đó. Tín hiệu đi được một vòng ứng với một chu kỳ của xung nhịp.



Hình 14.8. Sơ đồ khối *ADC* nối tiếp dùng vòng hồi tiếp.

Tín hiệu số xác định được trong bước so sánh thứ nhất qua DAC sẽ dẫn ra được một giá trị ước lượng mới để so sánh với U_A trong bước tiếp theo. Quá trình này được lặp đi lặp lại cho đến khi $|U_h| < \frac{Q}{2}$. Lúc đó $+A = -A = 0$, do đó mạch đếm giữ nguyên trạng thái và ta nhận được kết quả chuyển đổi chính xác của U_A ứng với N bit yêu cầu.

Trong phương pháp này giá trị ước lượng U_M tiệm cận dần đến U_A, nên nó còn được gọi là phương pháp xấp xỉ.

So sánh với các phương pháp đã xét, ở đây mạch đơn giản, các linh kiện được sử dụng lặp lại nhiều lần. Mạch làm việc với tốc độ không cao lắm, nhưng chính xác. Tới 90% các volt−met số bán trên thị trường thế giới làm việc theo nguyên tắc này.

Để làm ví dụ, ta xét sơ đồ khối cụ thể hình 14.9*a* và 14.9*b*.

Điện áp tương tự U_A được đưa qua bộ khuếch đại đệm K_1. Trên đầu ra K_1 có dòng I_A. I_M là dòng ước lượng ban đầu lấy từ DAC và được dùng để so sánh với I_A nhờ bộ so

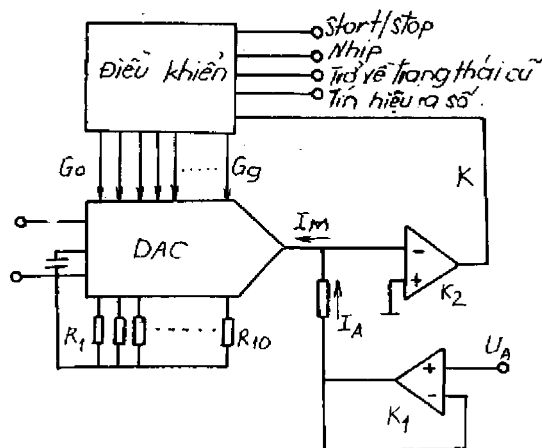
sánh K_2.

Khi $I_M > I_A$ thì đầu ra $K = 1$ và khi $I_M < I_A$ thì đầu ra $K = 0$.

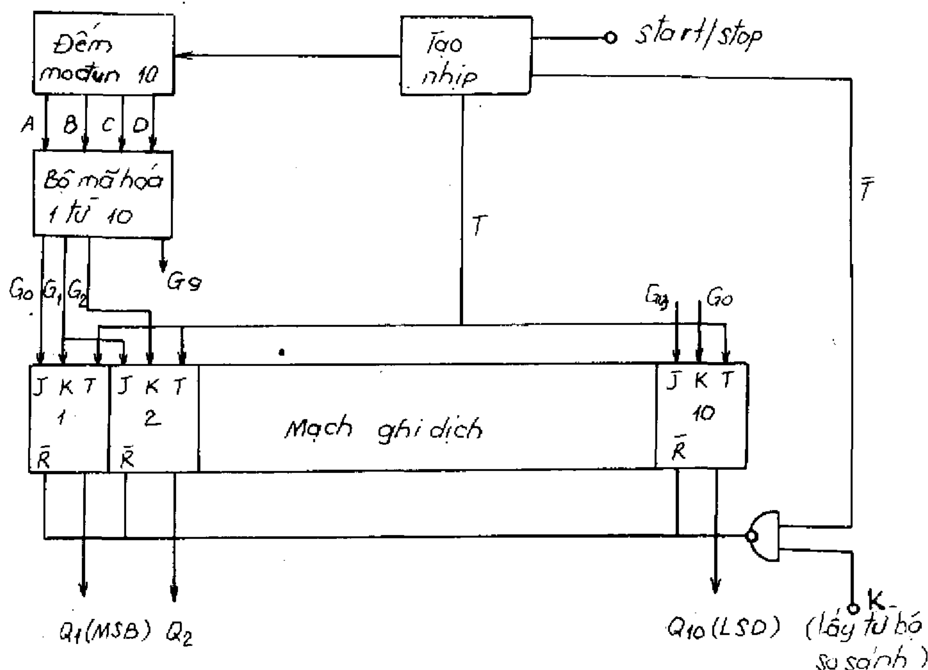
Đầu ra K của bộ so sánh được nối với một đầu vào của bộ điều khiển.

Quá trình biến đổi tiếp theo được giải thích trên sơ đồ bộ điều khiển hình 14.9*b*.

Khi mạch tạo xung nhịp làm việc (start), mạch đếm modyn 10 cũng làm việc. Thông qua bộ mã hóa 1 từ 10 tín hiệu G_0 được đưa đến trigơ FF_1 (Flip Flop) làm cho đầu ra Q_1 chuyển trạng thái từ 0 sang 1. Tín hiệu $Q_1 = 1$ được



Hình 14.9a. ADC nối tiếp dùng vòng hồi tiếp.



Hình 14.9b. Sơ đồ bộ điều khiển trong ADC nối tiếp hình 13.9a.

đưa đến *DAC* để điều khiển khóa dòng, nhờ đó *DAC* cho ra dòng ước lượng I_{M1} ứng với *MSB* để thực hiện bước so sánh thứ nhất : nếu quá trình so sánh cho kết quả $K = 1$, ($I_{M1} > I_A$) qua mạch "*NAND*" tín hiệu đưa về trigơ thứ nhất vào cổng $\overline{R} = 0$ làm cho $Q_1 = 0$, nghĩa là dòng ước lượng I_{M1} ứng với *MSB* (một nửa dải làm việc) bị xóa vì thực tế $I_A < I_{M1}$. Ngược lại khi $K = 0$ thì $\overline{R} = 1$, do đó $Q_1 = 1$ (giữ nguyên trạng thái cũ) nghĩa là I_{M1} được lưu lại trong mạch, vì thực tế $I_A > I_{M1}$.

Vậy thông qua bước so sánh trên, đã xác định được bit thứ nhất Q_1.

Bằng cách như vậy, tại những thời điểm có xung nhịp đưa đến đầu vào *T* của các trigơ (FF) có thể xác định được các bit tiếp theo.

Tín hiệu ra số có 10 số hạng (10 bit). Kết quả cuối cùng được ghi nhận trong bộ ghi

dịch gồm có 10 trigơ. Đến bước so sánh thứ 11 thì mạch đếm modyn 10 trở về không, để bắt đầu chuyển đổi một tín hiệu tương tự khác (ở thời điểm tiếp theo).

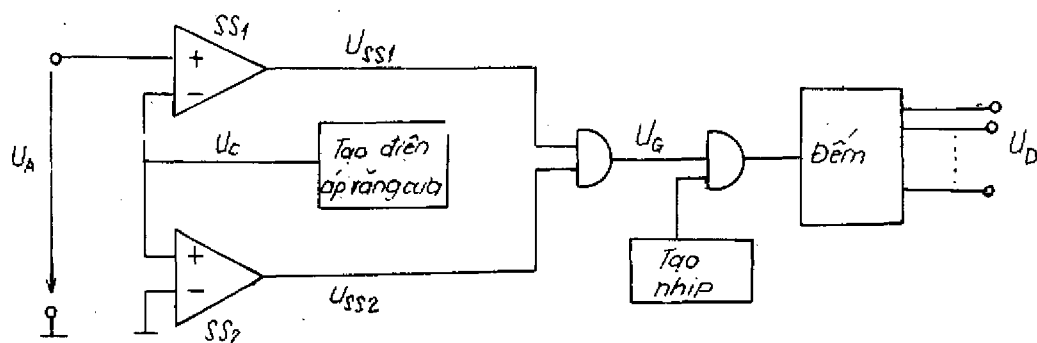
Cần chú ý rằng, thời gian nhận tín hiệu từ trigơ đưa đến *DAC* là thời gian tồn tại xung nhịp. Còn thời gian ghi kết quả thông qua cửa $\overline{R}$ là thời gian nghỉ giữa các xung nhịp ($\overline{T}$). Nhờ cách bố trí đó, nên thời điểm nhận và ghi tín hiệu không trùng nhau tránh được sự nhầm lẫn.

Mạch đếm modyn 10 là mạch đếm theo mã nhị phân có 4 số hạng *ABCD*, nhưng chỉ để biểu diễn 10 giá trị (*BCD*–Code). Bộ mã hóa 1 từ 10 biến đổi mã *BCD* ở đầu vào thành mã 1 từ 10 theo bảng trạng thái sau đây :

	Mã BCD				Mã 1 từ 10									
	D	C	B	A	G_0	G_1	G_2	G_3	G_4	G_5	G_6	G_7	G_8	G_9
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
2	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
3	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
4	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
5	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
6	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
7	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
9	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

Với sơ đồ chuyển đổi này, người ta đã thực hiện chuyển đổi được 10 bit trong 18μs.

14.2.5. Chuyển đổi AD theo phuong pháp đếm đon giản (hình 14.10 va hình 14.11):



Hình 14.10. Sơ đồ nguyên tắc của *ADC* làm việc theo phương pháp đếm đơn giản.

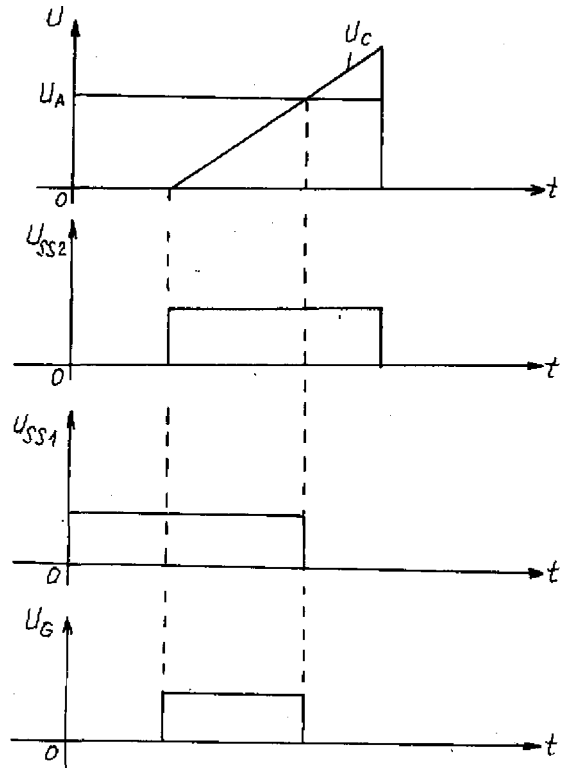
Điện áp vào U_A được so sánh với điện áp chuẩn dạng răng cưa U_c nhờ bộ so sánh *SS1*. Khi $U_A > U_C$ thì $U_{SS1} = 1$, khi $U_A < U_C$ thì $U_{SS1} = 0$.

Bộ so sánh SS_2 so sánh điện áp răng cưa với mức *0V* (đất). U_{SS1} và U_{ss2} được đưa đến một mạch "*AND*". Xung ra U_G có độ rộng tỷ lệ với độ lớn của điện áp vào U_A với giả thiết xung chuẩn dạng răng cưa có độ dốc không đổi.

Mạch *"AND"* thứ 2 chỉ cho ra các xung nhịp khi tồn tại xung quang UG nghĩa là trong khoảng thời gian mà $0 > U_C < U_A$. Mạch đếm đầu ra sẽ đếm số xung nhịp đó . Đương nhiên, số xung này tỷ lệ với độ lớn của U_A.

Bộ tạo xung răng cưa thực chất là một bộ tích phân. Có thể dùng sơ đồ nguyên lý trên hình 14.12.

Dùng điện áp chuẩn một chiều : U_{ch} để nạp điện cho tụ *C* thông qua điện trở *R*, ta có điện áp ra :



Hình 14.11. Đồ thị thời gian điện áp ra của các khối trên hình 14.10.

$$U_C = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{ch}\, dt = \frac{U_{ch}}{RC} t.$$

Giả sử tại $t = t_M$ thì $U_C = U_A$, ta có :

$$U_A = \frac{U_{ch}}{RC} t_M, \text{ do đó}$$

$$t_M = \frac{U_A}{U_{ch}} RC$$

Số xung nhịp đếm được trong khoảng thời gian t_M gọi là *Z*. Vậy

$Z = f_n t_M$, với f_n là tần số xung nhịp.

hay $$Z = f_n \cdot \frac{U_A}{U_{ch}} RC \qquad (14.9)$$

Theo (14.9) ta thấy rằng : *Z* tỷ lệ với U_A như mong muốn, nhưng *Z* còn phụ thuộc *R*, *C* và f_n. Nếu những tham số này không ổn định thì kết quả đếm có sai số. Ngoài ra, trong phương pháp này yêu cầu f_n phải đủ lớn để có thể đạt được độ chính xác mong muốn.

14.2.6. Chuyển đổi *AD* theo phương pháp tích phân hai suờn dốc

Mạch điện trên hình 14.13 minh họa nguyên tắc làm việc của *ADC* theo phương pháp

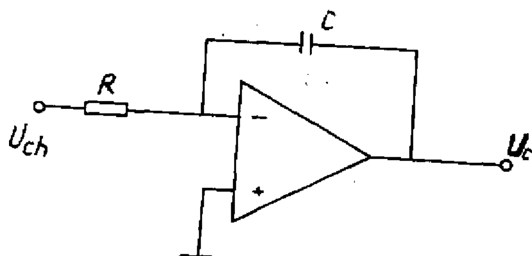
tích phân hai sườn dốc. Khi mạch logic điều khiển cho khóa K ở vị trí *1* thì U_A (điện áp tương tự cần chuyển đổi) nạp điện cho tụ C thông qua điện trở R. Trên đầu ra mạch tích phân A_1 có điện áp :

$$U'_C = \frac{1}{RC}\int U_A dt = \frac{1}{RC} U_A t \quad (14.10)$$

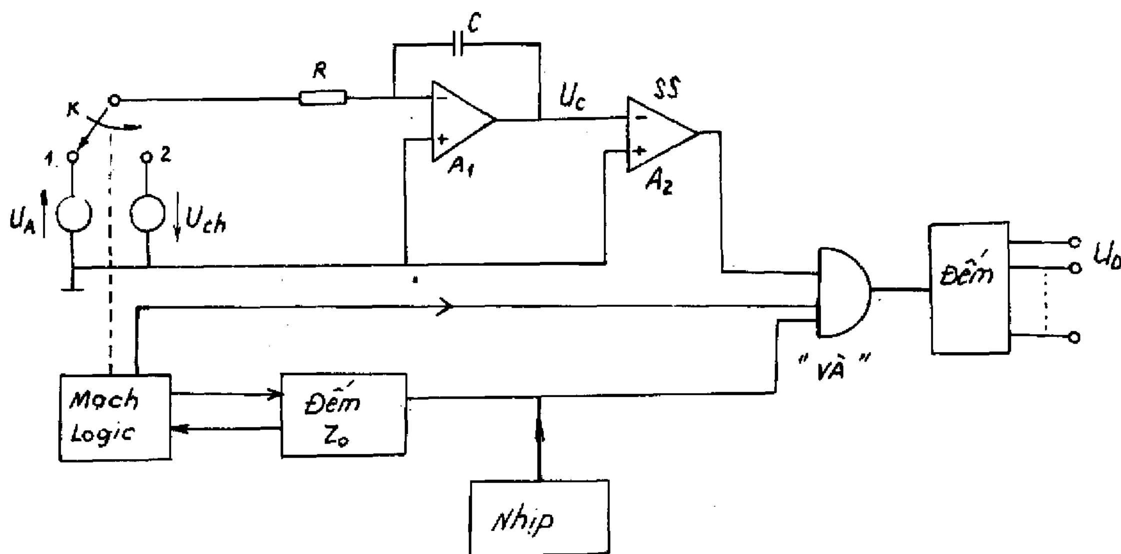
Giả thiết thời gian nạp cho tụ là t_1, ta có điện áp hạ trên tụ sau thời gian t_1 là

$$U'_{Ct_1} = \frac{U_A}{RC} t_1 \quad (14.11)$$

U_{Ct_1} tỷ lệ với U_A.



Hình 14.12. Sơ đồ nguyên lý mạch tạo xung răng cưa.



Hình 14.13. Sơ đồ nguyên lý của *ADC* làm việc theo phương pháp tích phân 2 sườn dốc.

Tùy theo U_A lớn hay bé, đặc tuyến $U'_C(t)$ có độ dốc khác nhau như trên hình 14.14. Trong thời gian t_1, bộ đếm Z_0 cũng đếm các xung nhịp. Hết thời gian t_1 khóa K được mạch logic điều khiển sang vị trí *2*, đồng thời tín hiệu từ mạch logic cũng được đưa đến mạch "*VÀ*" làm cho mạch "*VÀ*" thông đối với xung nhịp. Tại thời điểm này mạch đếm ở đầu ra bắt đầu đếm, đồng thời mạch đếm Z_0 được mạch logic điều khiển về vị trí nghỉ.

Khi K ở vị trí *2*, điện áp chuẩn U_{ch} bắt đầu nạp điện cho tụ C theo chiều ngược lại, phương trình nạp là

$$U''_C = -\frac{U_{ch}}{RC} t \quad (14.12)$$

Sau một khoảng thời gian là t_2 thì

$$U''_{Ct_2} = -\frac{U_{ch}}{RC}t_2 \quad (14.13)$$

Giả thiết sau thời gian t_2 thì $|U''_C| = |U'_C|$, nghĩa là điện áp U_C trên tụ C bằng không. Theo (13.11) và (13.13) ta có :

$$\frac{U_A}{RC}t_1 = \frac{U_{Ch}}{RC}t_2$$

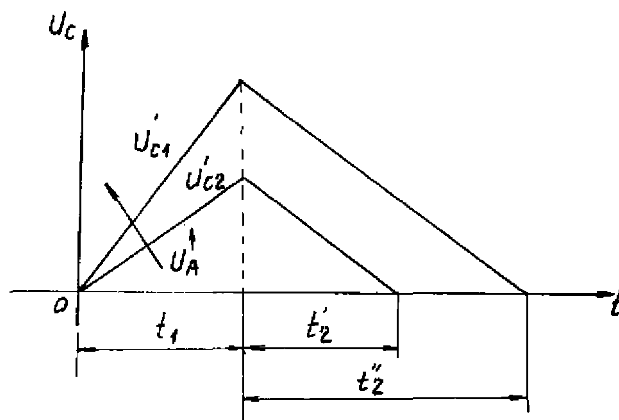
hoặc
$$t_2 = \frac{U_A}{U_{ch}}t_1 \quad (14.14)$$

Mặt khác, có thể xác định được số xung đưa đến mạch đếm Z_o trong thời gian t_1 là

$$Z_o = t_1.f_n \quad (14.15)$$

Trong đó, f_n là tần số của dãy xung nhịp. Từ (14.15) suy ra

$$t_1 = \frac{Z_o}{f_n} \quad (14.16)$$



Hình 14.14. Đồ thị thời gian điện áp ra trên mạch tích phân $U'_{C1} \sim U_{A1}$; $U'_{C2} \sim U_{A2}$ với $U_{A1} > U_{A2}$

Thay (14.16) vào (14.14) xác định được

$$t_2 = \frac{U_A}{U_{ch}} \cdot \frac{Z_o}{f_n} \quad (14.17)$$

Do đó số xung nhịp đếm được nhờ mạch đếm ở đầu ra trong khoảng thời gian t_2 là

$$Z = t_2 f_n = \frac{U_A}{U_{ch}}Z_o \quad (14.18)$$

Sau thời gian t_2 mạch đếm ra bị ngắt, vì $U_C = 0$ và mạch logic đóng cổng "VÀ".

Quá trình đó được lặp lại trong chu kỳ chuyển đổi tiếp theo.

Theo (14.18) ta thấy số xung đếm được ở đầu ra tỷ lệ với điện áp tương tự U_A cần chuyển đổi. Ở đây kết quả đếm không phụ thuộc vào các thông số RC của mạch và cũng không phụ thuộc vào tần số nhịp f_n, như trong phương pháp đếm đơn giản. Vì thế kết quả chuyển đổi khá chính xác và để tăng độ chính xác không cần chọn f_n cao. Tuy nhiên tần số nhịp phải có độ ổn định cao sao cho trị số của nó trong khoảng thời gian t_1 và t_2 như nhau để phép giản ước trong biểu thức (14.13) không gây sai số.

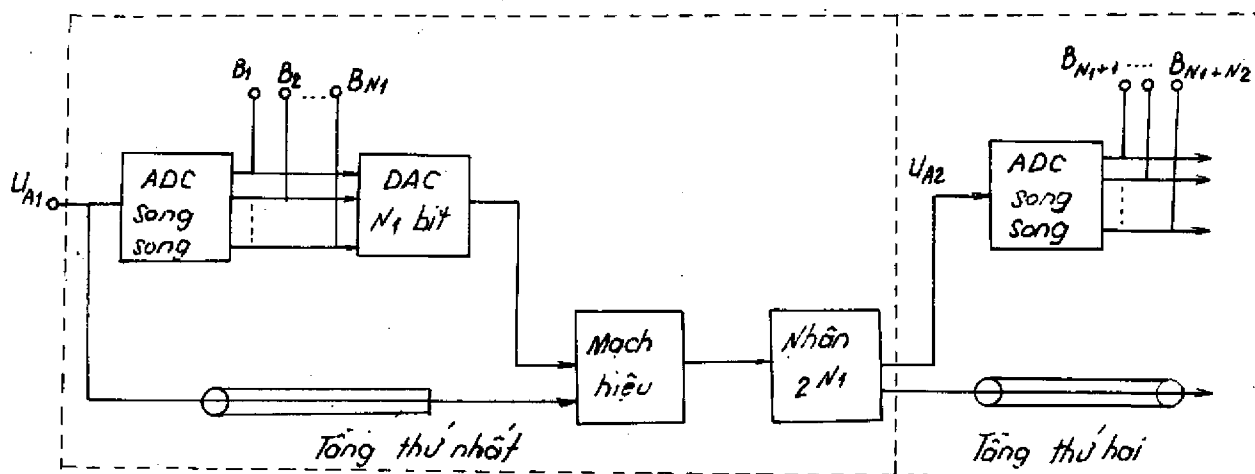
Trong phương pháp đếm đơn giản và phương pháp tích phân hai sườn dốc, ta đã làm cho điện áp U_A tỷ lệ với thời gian (t_1, t_2) rồi đếm số xung nhịp xuất hiện trong khoảng thời gian đó. Vì vậy các phương pháp này còn có tên gọi chung là phương pháp gián tiếp thông qua thông số thời gian. Tương tự như vậy, cũng có thể biến đổi điện áp ra tần số, rồi đếm

tần số để xác định điện áp tương tự ở đầu vào. Đó là phương pháp biến đổi gián tiếp thông qua tần số.

14.2.7. Chuyển đổi *AD* theo phương pháp song song – nối tiếp kết hợp

Đây là sự kết hợp giữa phương pháp song song (mục 14.2.2) và phương pháp phân đoạn (mục 14.2.3) nhằm dung hòa ưu khuyết điểm của hai phương pháp này; giảm bớt độ phức tạp của mạch so với phương pháp song song và tăng tốc độ chuyển đổi so với phương pháp phân đoạn từng bit. Cũng có thể gọi đây là phương pháp phân đoạn từng nhóm bit, với số bit trong mỗi nhóm $N \geq 2$.

Hình 14.15 minh họa nguyên tắc làm việc của phương pháp này.



Hình 14.15. Sơ đồ khối minh họa nguyên tắc chuyển đổi *AD* song song – nối tiếp kết hợp.

Sơ đồ này gần giống sơ đồ 14.7. Thay vào bộ chuyển đổi *AD* 1 bit, ở đây dùng bộ chuyển đổi song song N_1 bit, với $N_1 \geq 2$. Trong bước so sánh thứ nhất, xác định được N_1 bit từ B_1 đến B_{N_1}. Để chuyển đổi N bit, phải dùng l tầng, với $l = \dfrac{N}{N_1}$. Mỗi tầng dùng $(2^{N_1} - 1)$ bộ so sánh. Như vậy để chuyển đổi N bit, phải dùng

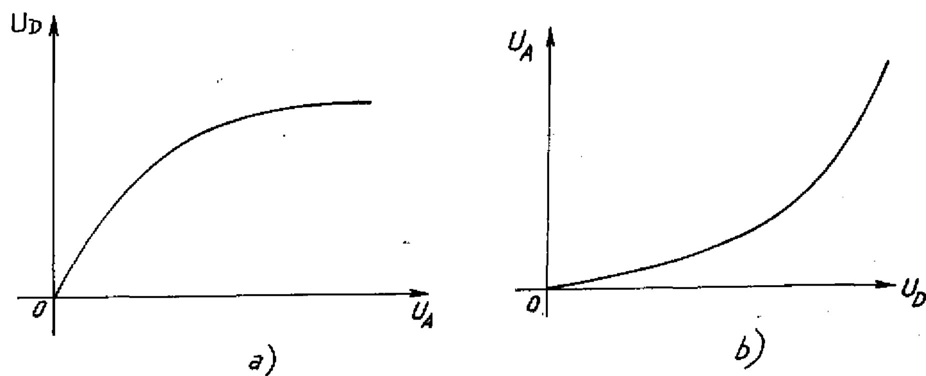
$$l(2^{N_1} - 1) = \frac{N}{N_1}(2^{N_1} - 1) \text{ bộ so sánh.}$$

So với phương pháp song song, phương pháp này có kết cấu đơn giản hơn (ít bộ so sánh hơn), nhưng tốc độ chuyển đổi thấp hơn vì phải dùng l bước so sánh để xác định N bit ($l > 1$). So với phương pháp phân đoạn từng bit thì thời gian chuyển đổi ở đây ngắn hơn, vì mạch chỉ cần thực hiện l bước so sánh ($l < N$), nhưng mạch lại phức tạp hơn.

14.2.8. Chuyển đổi *AD* phi tuyến

Theo biểu thức (14.2) ta nhận thấy : sai số tuyệt đối của một chuyển đổi *AD* không đổi, còn sai số tương đối của nó tăng khi biên độ tín hiệu vào giảm. Trường hợp muốn cho sai số tương đối không đổi trong toàn dải biến đổi của điện áp vào thì đường đặc tính truyền đạt của bộ biến đổi phải có dạng loga (hình 14.16*a*) sao cho tỷ số tín hiệu trên tạp

âm theo biểu thức (14.5) thay đổi trong dải biến đổi của điện áp vào. Quá trình truyền tín hiệu tiếng nói dưới dạng số nhờ điều chế mã xung là một ứng dụng như vậy. Nhờ đó tiếng nói nhỏ không bị tạp âm lấn át và đó cũng là một cách làm cho quá trình lượng tử hóa thích ứng với đặc tính của tai người. Đó là đặc tính lấn át được tạp âm khi tín hiệu vào lớn. Ngoài ra, lượng tử hóa phi tuyến còn cho phép tăng dung lượng của kênh thoại do giảm được số bit với cùng chất lượng thông tin như khi lượng tử hóa tuyến tính. Để có lại tín hiệu trung thực như ban đầu, bộ biến đổi *DA* theo phương pháp này phải có cấu tạo sao cho đường đặc tính biến đổi ngược của nó có dạng hàm số mũ (hình 14.16*b*).



Hình 14.16. Đặc tính biến đổi phi tuyến :
a) của bộ biến đổi *AD* ; b) của bộ biến đổi *DA*.

Đặc trưng biến đổi *AD* thường dùng là hàm số

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)}$$

trong đó

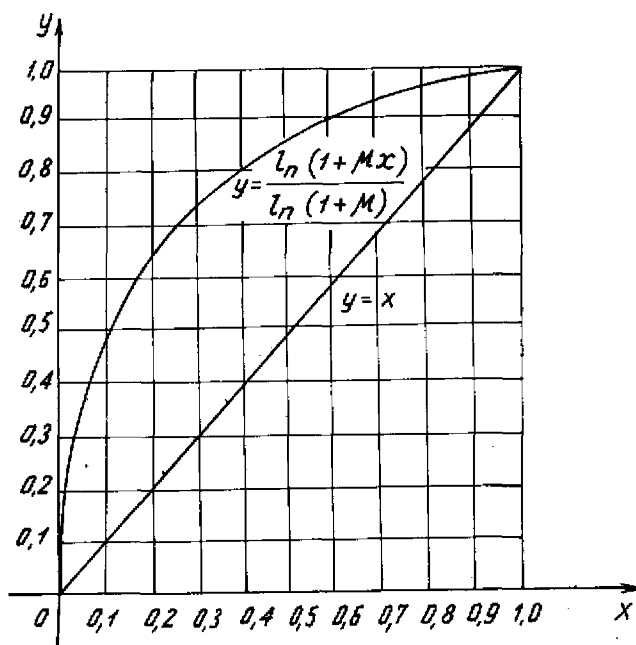
$$x = \frac{U_A}{U_{Amax}} \ ; \ y = \frac{U_D}{U_{Dmax}}.$$

Theo (14.19) $y = 0$ khi $x = 0$ và $y = 1$ khi $x = 1$.

Độ dốc y' tại $x = 0$:

$$y'\Big|_{x=0} = \frac{\mu}{\ln(1 + \mu)}$$

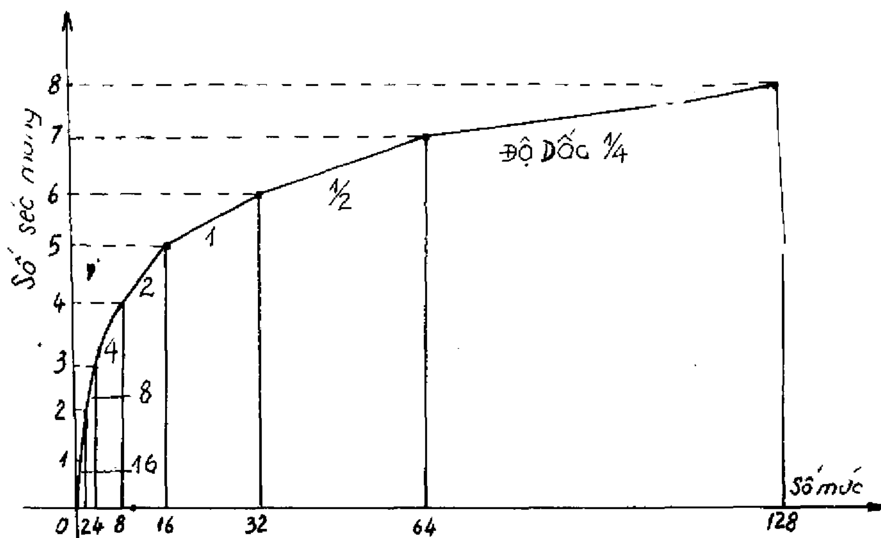
Hình 14.17 biểu diễn hàm số này với $\mu = 100$ và đường đặc tính $y = x$. Nếu tăng độ dốc lên gấp đôi thì đối với tín hiệu bé, đường đặc tính có các bậc thang biến đổi dày hơn. Tương ứng, tỉ số tín hiệu trên tạp âm tăng lên là 6 *dB*. Nếu



Hình 14.17. Đường cong $y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)}$ với $\mu = 100$.

đường đặc tính có độ dốc tại gốc tọa độ $y' = 21,7$ thì tỉ số $S/N = 26,7\ dB$. Thực tế rất khó tăng hệ số μ, vì đường đặc tính càng cong thì việc thực hiện hai đường cong biến đổi *AD* và *DA* có dạng như nhau (hình 14.16), biến đổi ngược nhau và có độ dốc phù hợp rất phức tạp. Trong thực tế, để đơn giản, người ta chia đường đặc tính truyền đạt thành hai đoạn có độ dốc khác nhau : với tín hiệu bé ($x < \frac{1}{A}$) dùng hàm số $y_1 = \frac{Ax}{1+\ln A}$ và với tín hiệu lớn dùng hàm số $y_2 = \frac{1+\ln Ax}{1+\ln A}$.

Theo nguyên tắc đó, người ta thực hiện đường đặc tính gồm 13 séc măng : 6 séc măng ứng với $x > 0$; 6 séc măng ứng với $x < 0$ và séc măng thứ 13 đi qua gốc tọa độ có $|y|_{max} = 2$ (hình 14.18). Các séc măng kề nhau có độ dốc hơn kém nhau 2 lần. Bằng cách đó có thể chế tạo một bộ chuyển đổi *AD* 4 bit; trong đó 1 bit dùng để chỉ thị cực tính của điện áp vào và 3 bit để biểu diễn một tín hiệu có dải biến đổi điện áp vào lớn gấp 256 lần séc măng nhỏ nhất nghĩa là so với lượng tử hóa tuyến tính thì số bit giảm đi một nửa.

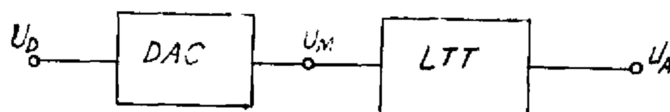


Hình 14.18. Đặc tính truyền đạt của bộ chuyển đổi *AD* phi tuyến dùng trong thực tế.

Để truyền tín hiệu tiếng nói, thường dùng mã 8 bit. Bằng cách chia mỗi séc măng ở trên thành 16 phần nhỏ sẽ thu được mã 8 bit mong muốn.

14.3. Các phương pháp chuyển đổi số – tương tự (*DA*)

Chuyển đổi số – tương tự (*DAC*) là quá trình tìm lại tín hiệu tương tự từ *N* số hạng *N* bit) đã biết của tín hiệu số với độ chính xác là một mức lượng tử tức 1 *LSB*.



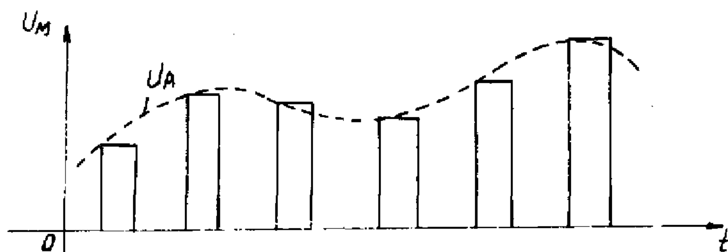
Hình 14.19. Sơ đồ khối nguyên tắc biểu diễn quá trình tìm lại tín hiệu tương tự từ một tín hiệu số.

Chuyển đổi số – tương tự không phải là phép nghịch đảo của chuyển đổi tương tự – số; vì không thể thực hiện được phép nghịch đảo của quá trình lượng tử hóa.

Quá trình chuyển đổi số – tương tự đơn giản hơn quá trình chuyển đổi tương tự – số rất nhiều. Vì vậy chuyển đổi số – tương tự được ứng dụng nhiều trong các mạch chuyển đổi tương tự – số.

Để lấy được tín hiệu tương tự từ tín hiệu số, dùng sơ đồ nguyên tắc trên hình 14.19.

Theo sơ đồ này thì quá trình chuyển đổi số – tương tự là quá trình tìm lại tín hiệu tương tự đã lấy mẫu được. Tín hiệu đầu ra là tín hiệu rời rạc theo thời gian như trên hình 14.20. Tín hiệu này được đưa qua một bộ lọc thông thấp lý tưởng: Trên đầu ra bộ lọc có tín hiệu U_A biến thiên liên tục theo thời gian là tín hiệu nội suy của U_M. Ở đây bộ lọc thông thấp đóng vai trò như một bộ nội suy.

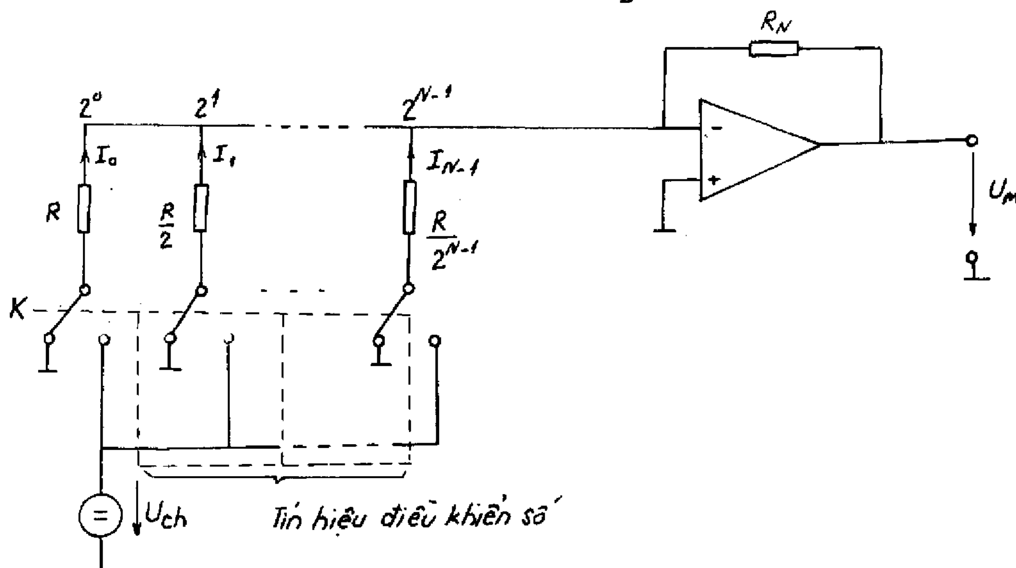


Hình 14.20. Đồ thị thời gian của tín hiệu ra sau mạch chuyển đổi *DA*.

Sau đây ta sẽ xét một số phương pháp chuyển đổi *DA* cơ bản.

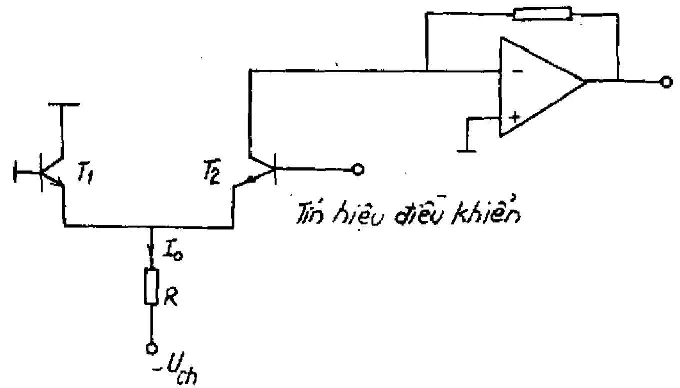
14.3.1. Chuyển đổi số – tương tự bằng phương pháp thang điện trở

Sơ đồ 14.21 minh họa nguyên lý làm việc của bộ chuyển đổi *DA* theo phương pháp thang điện trở. Trên đầu vào bộ khuếch đại thuật toán là một thang điện trở mà trị số của chúng phân bố theo mã nhị phân : các điện trở lân cận nhau có trị số hơn kém nhau 2 lần. Tín hiệu điều khiển chính là tín hiệu số cần chuyển đổi. Bit có nghĩa nhỏ nhất (*LSB*) được đưa đến điều khiển khóa nối với điện trở lớn nhất (R), bit có nghĩa lớn hơn tiếp đó được đưa đến điều khiển khóa nối với điện trở nhỏ hơn ($\frac{R}{2}$)....và *MSB* điều khiển khóa nối với



Hình 14.21. Sơ đồ nguyên lý bộ chuyển đổi *DA* theo phương pháp thang điện trở

điện trở nhỏ nhất ($\frac{R}{2^{N-1}}$). Nếu một bit có giá trị "0" thì khóa tương ứng nối với đất và nếu một bit có giá trị "1" thì khóa tương ứng nối với nguồn điện áp chuẩn U_{ch} để tạo nên một dòng điện tỷ lệ nghịch với trị số điện trở của nhánh đó, nghĩa là I_0 có trị số nhỏ nhất và I_{N-1} có trị số lớn nhất. Dòng điện sinh ra trong các nhánh điện trở được đưa đến đầu vào bộ khuếch đại thuật toán, trên đầu ra bộ khuếch đại thuật toán có điện áp :



Hình 14.22. Minh họa nguyên tắc làm việc của chuyển mạch *K* trên hình 14.21.

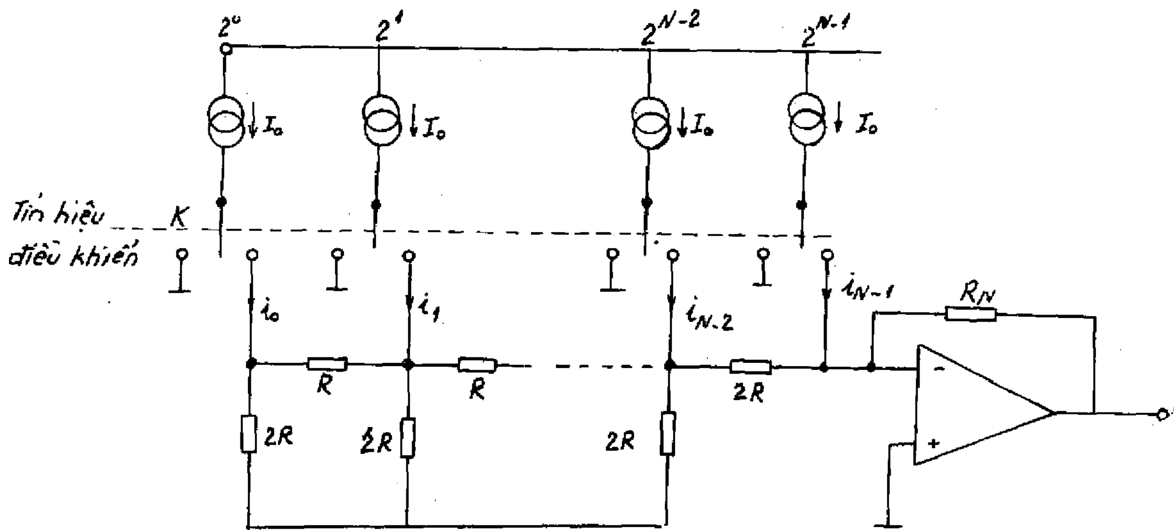
$$U_M = -R_N \sum_{n=0}^{N-1} I_n \quad (14.20)$$

Để thực hiện chuyển mạch *K* trong sơ đồ 14.21 có thể dùng sơ đồ 14.22. Đây là một mạch khuếch đại vi sai làm việc ở trạng thái bão hòa. Khi tín hiệu điều khiển có giá trị "0" thì I_0 qua T_1 xuống đất, khi tín hiệu điều khiển là "1" thì I_0 được dẫn qua T_2 đến đầu vào bộ khuếch đại thuật toán.

Chuyển đổi *DA* theo phương pháp này yêu cầu trị số của các điện trở phải rất chính xác. Ví dụ điện trở nhỏ nhất $R/2^{N-1}$ phải chính xác tới mức sai số dòng điện qua nó không vượt quá 1 *LSB*. Với $N = 10$ thì sai số này khoảng 0,5%.

14.3.2. Chuyển đổi số – tương tự bằng phương pháp mạng điện trở (hình 14.23)

Trong mạch này các nguồn dòng điện được tạo ra bởi nguồn điện áp chuẩn U_{ch}. Dòng



Hình 14.23. Sơ đồ nguyên lý bộ chuyển đổi *DA* theo phương pháp mạng điện trở.

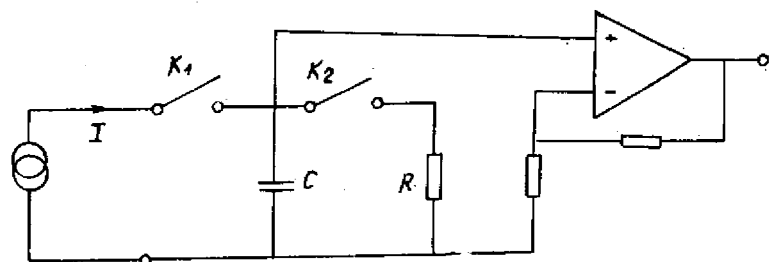
điện của chúng bằng nhau và bằng I_0. Tín hiệu cần chuyển đổi (tín hiệu điều khiển) được đưa đến chuyển mạch K. Khi một bit nào đó của tín hiệu điều khiển là "0" thì I_0 tương ứng với bit đó bị ngắn mạch qua khóa xuống đất. Ngược lại, nếu tín hiệu điều khiển là "1" thì I_0 ứng với bit đó được dẫn đến đầu vào bộ khuếch đại thuật toán qua mạng điện trở. Trong sơ đồ này mạng điện trở làm nhiệm vụ phân dòng. Vì điện trở nhánh ngang bằng một nửa điện trở nhánh dọc, nên dòng điện khi qua mỗi khâu điện trở thì giảm đi một nửa. Dòng điện ứng với *LSB* đi qua $(N-1)$ khâu điện trở, dòng điện ứng với bit có nghĩa lớn hơn đi qua $(N-2)$ khâu... và dòng điện ứng với *MSB* được đưa trực tiếp đến đầu vào bộ khuếch đại thuật toán (I_0). Kết quả là các dòng điện ở cửa vào bộ khuếch đại thuật toán có trị số tương ứng với bit mà nó đại diện. Chúng có trị số giảm dần từ *MSB* đến *LSB* theo mã nhị phân. Trong sơ đồ, điện trở ở nhánh ngang cuối cùng có trị số là $2R$ bằng điện trở nhánh dọc. Kết cấu này nhằm đảm bảo sự phân dòng cho $i_{N-2} = \dfrac{I_o}{2}$ ở khâu cuối cùng cũng giống các khâu trước.

Trong sơ đồ này số điện trở phải dùng khá lớn. Nếu phải chuyển đổi N bit thì số điện trở phải dùng là $2(N-1)$, trong khi theo phương pháp thang điện trở chỉ phải dùng N điện trở mà thôi.

14.3.3. Chuyển đổi số – tương tự bằng phương pháp mã hóa Shannon – Rack.

Mạch mã hóa Shannon Rack được biểu diễn trên hình 14.24.

Đây là một quá trình chuyển đổi nối tiếp từng bit một. Tín hiệu điều khiển số được đưa lần lượt từ *LSB* đến *MSB* đến điều khiển K_1. Gọi thời gian chuyển đổi 1 bit là T thì trong khoảng đầu $T/2$, K_2 mở, K_1 đóng, nếu tín hiệu điều khiển là "1" và mở khi tín hiệu điều khiển là "0". Khi K_1 đóng thì tụ được nạp.

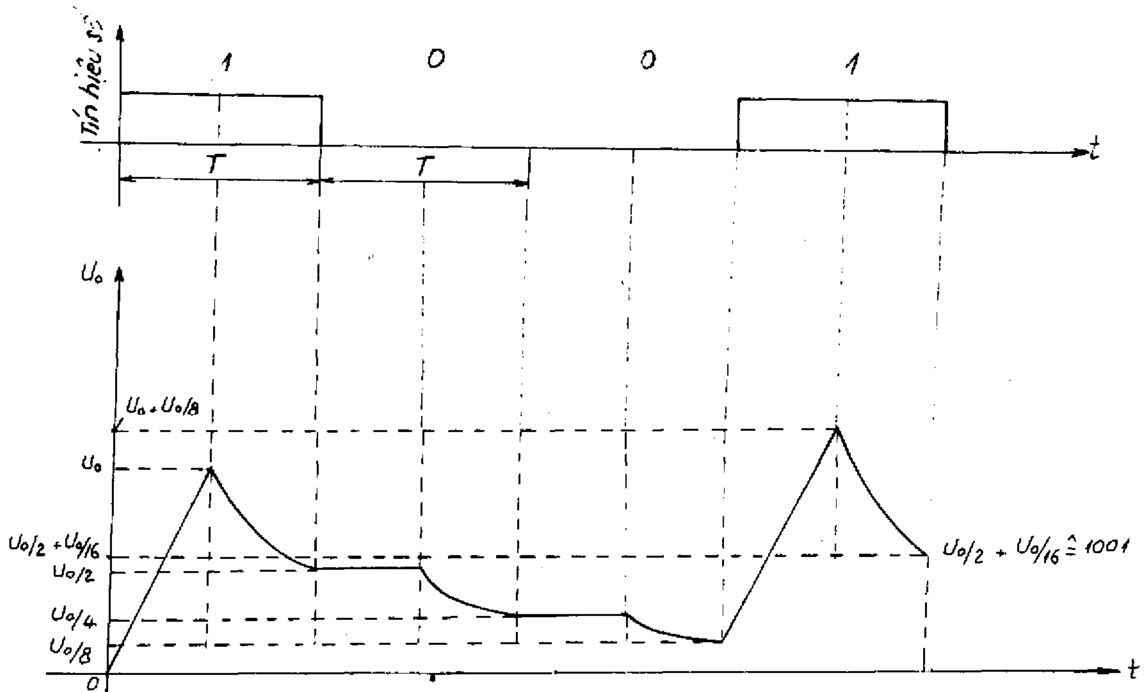


Hình 14.24. Sơ đồ nguyên lý bộ chuyển đổi *D-A* theo phương pháp mã hóa Shannon Rack.

Sang nửa sau của $\dfrac{T}{2}$; K_1 mở, K_2 đóng, C phóng điện qua R và U_C giảm dần. Quá trình đó lặp lại khi lần lượt đưa các bit đến điều khiển K_1. Nếu cần chuyển đổi N bit thì thời gian chuyển đổi là NT. Sau thời gian NT điện áp còn lại trên tụ chính là điện áp tương tự cần tìm. Để có điện áp U_C sau mỗi bit (sau khoảng thời gian T) tỷ lệ với bit tương ứng, phải chọn thời gian phóng của tụ qua điện trở R theo điều kiện (14.21) sao cho nếu điện áp trên tụ là U_0 thì sau khi phóng, điện áp còn lại là $U_C = U_0\ e^{-t/RC} = U_0.e^{-0,7} = 0,496\ U_0 \approx 0,5\ U_0$.

$$\frac{T}{2} = 0,7RC \tag{14.21}$$

Để minh họa ta xét ví dụ trên hình 14.24 với tín hiệu số cần chuyển đổi là 1001.



Hình 14.25. Đồ thị thời gian minh họa quá trình chuyển đổi *DA* theo phương pháp mã hóa Shannon Rack.

(Tín hiệu số : 1001; 1 $LSB = \frac{1}{16}U_0$)

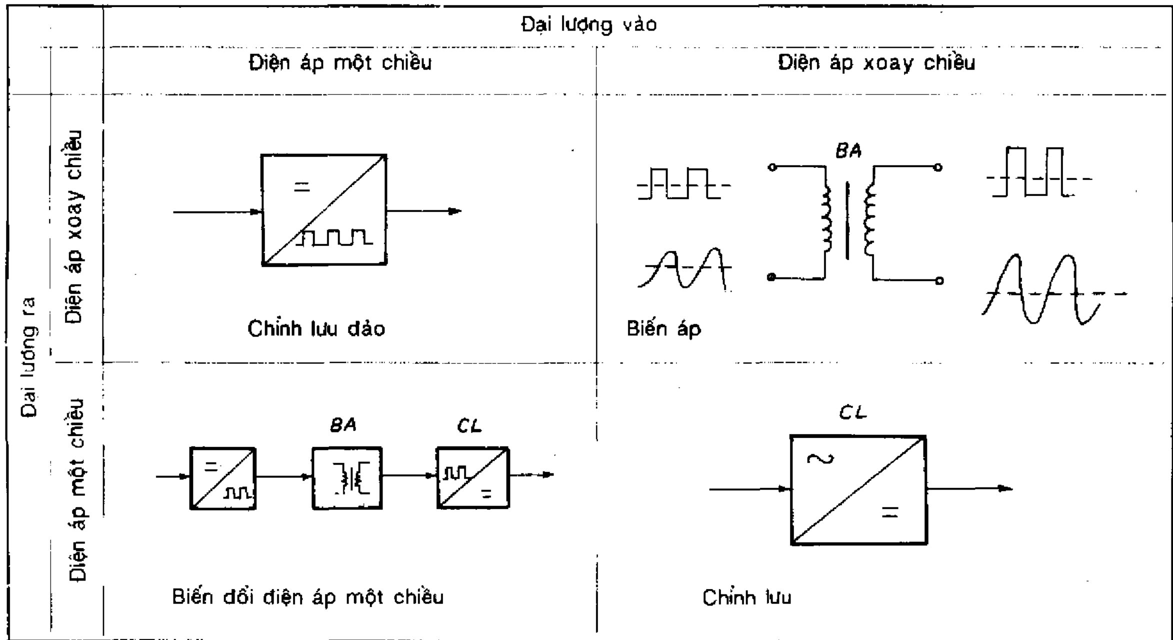
CHƯƠNG 15

MẠCH CUNG CẤP NGUỒN

15.1. Khái niệm và phân loại

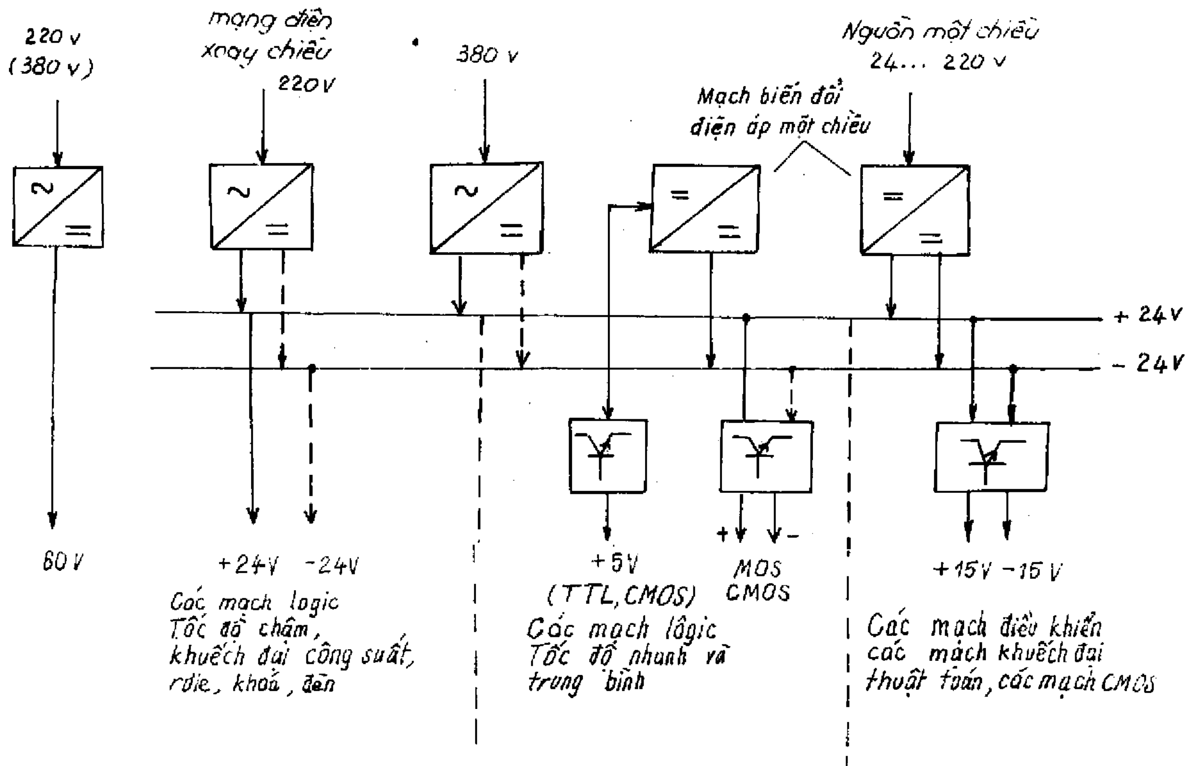
Nhiệm vụ của mạch cung cấp là tạo ra năng lượng cần thiết để cung cấp cho các thiết bị điện hoặc điện tử làm việc. Thông thường nguồn năng lượng do nó tạo ra là nguồn điện áp một chiều lấy từ mạng điện xoay chiều hoặc từ pin, acquy.

Đại lượng vào và đại lượng ra của mạch cung cấp có thể là xoay chiều hoặc một chiều. Căn cứ vào tính chất của các đại lượng đó, có thể phân biệt 4 loại mạch cung cấp như trong bảng 15.1



Quan trọng hơn cả là nguồn cung cấp một chiều. Nó biến đổi điện áp xoay chiều (đã hạ thế thông qua biến áp) thành điện áp một chiều. Yêu cầu đối với loại nguồn này là điện áp ra ít phụ thuộc vào sự biến thiên của điện áp mạng, của tải và của nhiệt độ. Để đạt được yêu cầu đó phải dùng các mạch ổn định (ổn áp, ổn dòng). Các mạch cung cấp "cổ điển" dùng biến áp, nên kích thước và trọng lượng của nó khá lớn. Ngày nay người ta có xu hướng dùng các mạch cung cấp không có biến áp.

Hình 15.1 biểu diễn cấu trúc của một hệ thống mạch cung cấp. Trước hết hệ thống



Ví dụ về cấu trúc của một hệ thống mạch cung cấp

này tạo ra đại lượng trung gian là điện áp ± 24V (không ổn áp), từ đó nó tạo các mức điện áp khác đã được ổn áp. Để tạo ra điện áp ban đầu ± 24V có thể có nhiều cách như biểu diễn trên hình 15.1. Từ điện áp một chiều một cực tính có thể tạo ra điện áp một chiều có cực tính khác bằng cách dùng mạch biến đổi điện áp một chiều.

Yêu cầu về độ ổn định của các điện áp cung cấp rất khác nhau. Đối với một số thiết bị chỉ cần cung cấp điện áp thông thường (không ổn áp), ngược lại với một số thiết bị khác (ví dụ: các thiết bị đo) thì điện áp cung cấp chỉ cho phép dao động khoảng vài ‰ xung quanh giá trị trung bình của nó. Đối với các thiết bị số, điện áp cung cấp được phép dao động trong phạm vi vài %, còn với các thiết bị tự động hóa thì mức dao động cho phép là 15% đến 10%. Khi dùng pin, acquy thì mức dao động này còn lớn hơn.

Các tham số cơ bản của một mạch cung cấp là mức điện áp và dòng điện ra, công suất ra cực đại, độ ổn định điện áp ra, điện trở trong, hệ số nhiệt của điện áp ra, mức gợn sóng ở đầu ra, khả năng chịu đựng ngắn mạch, dải nhiệt độ, kích thước và giá thành.

15.2. Biến áp nguồn và chỉnh lưu

Biến áp nguồn làm nhiệm vụ biến đổi điện áp xoay chiều của mạng điện thành điện áp xoay chiều có trị số cần thiết đối với mạch chỉnh lưu và ngăn cách mạch chỉnh lưu với mạng điện về một chiều.

Các phần tử tích cực dùng để chỉnh lưu là các phần tử có đặc tuyến volt – ampe không đối xứng sao cho dòng điện qua nó chỉ đi theo một chiều. Người ta thường dùng chỉnh lưu Silic, để có công suất nhỏ hoặc trung bình cũng có thể dùng chỉnh lưu Selen. Để có công suất ra lớn (> 100W) và có thể điều chỉnh mức điện áp ra tùy ý, người ta dùng Thyristor để chỉnh lưu.

Các sơ đồ chỉnh lưu thường dùng là sơ đồ chỉnh lưu nửa sóng (hình 15.2), sơ đồ chỉnh lưu toàn sóng (hình 15.5a và hình 15.5b), trong đó sơ đồ cầu là sơ đồ có nhiều ưu điểm hơn cả. Sơ đồ bội áp chỉ được dùng trong những trường hợp đặc biệt, ví dụ dùng để tạo điện áp cao với dòng cung cấp bé (μA).

Mạch chỉnh lưu phải có hiệu suất (tỷ số công suất ra và công suất hữu ích ở đầu vào) cao, ít phụ thuộc vào tải và độ gợn sóng của điện áp ra nhỏ.

Chọn điot chỉnh lưu cần phải quan tâm đến các thông số sau đây: dòng trung bình, dòng cực đại, điện áp ngược và nhiệt độ môi trường. Nếu biên độ điện áp vào đủ lớn thì có thể coi đặc tuyến của điot là một đường gấp khúc (hình 15.2e). Trong các mạch chỉnh lưu điều kiện này luôn luôn thỏa mãn.

Khi đánh giá trị số dòng cực đại của điot và hạ áp trong mạch thứ cấp của biến áp dùng biểu thức (15.1) để xác định nội trở của biến áp.

$$R_{ba} = R_{tc} + (R_{sc}/n^2) \tag{15.1}$$

trong đó, n - hệ số biến áp $n = N_1/N_2$;

N_1, N_2 - số vòng của cuộn sơ cấp và thứ cấp biến áp;

R_{tc} - điện trở của cuộn thứ cấp biến áp;

R_{sc} - điện trở của cuộn sơ cấp

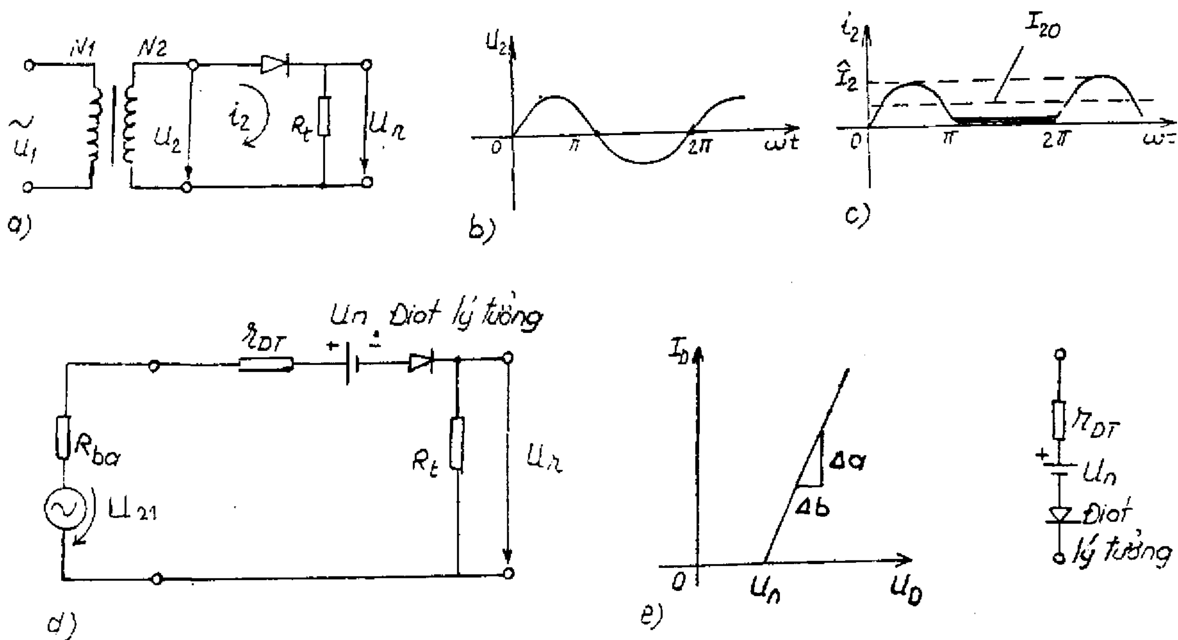
Với nguồn chỉnh lưu công suất nhỏ (công suất hiệu dụng $P_{hd} = 1 \ldots 200W$) có thể dùng công thức kinh nghiệm (15.2) để xác định điện trở trong của biến áp.

$$\frac{R_N}{R_{ba}} \approx 3 + 0{,}8\sqrt{P_{hd}}(W)\ . \tag{15.2}$$

trong đó, $R_N = U_{Nhd}/I_{Nhd}$ là điện trở tải danh định của mạch thứ cấp.

U_{Nhd} và I_{Nhd} là trị hiệu dụng của điện áp danh định và dòng điện danh định của biến áp.

Khi xét các mạch chỉnh lưu sau đây, giả thiết bỏ qua thời gian chuyển mạch và điện dung của điot và giả thiết đặc tuyến của điot là đường gấp khúc như trên hình 15.2e với điện trở ngược R_{ng} - ∞



Hình 15.2: Chỉnh lưu nửa sóng:

a) mạch điện; b) điện áp xoay chiều ở đầu vào mạch chỉnh lưu;

c) dòng chỉnh lưu (giả thiết điện áp ngưỡng $U_{ng} = 0$); d) sơ đồ tương đương mạch thứ cấp

e) đặc tuyến của điot, $r_{DT} = \frac{\Delta b}{\Delta a}$: điện trở thông của điot

15.2.1. Mạch chỉnh lưu nửa sóng

1. *Nguyên lý làm việc*. Giả thiết điện áp xoay chiều trên cuộn thứ cấp biến áp:

$$u_{21} = \widehat{U}_{12} \sin \omega t \,,$$

ta có dòng điện chạy trong mạch thứ cấp:

$$i_2 = \frac{\widehat{U}_{21} \sin \omega t - U_n}{R_i + R_t} \qquad \text{khi } u_{21} \geq U_n \qquad (15.3)$$

và $$i_2 = 0 \qquad \text{khi } u_{21} < U_n \qquad (15.4)$$

Trong các biểu thức trên U_n là điện áp ngưỡng của điot; R_i là nội trở của mạch thứ cấp, $R_i = R_{ba} + r_{DT}$.

Từ (15.3) suy ra biên độ dòng thứ cấp:

$$\widehat{I}_2 = \frac{\widehat{U}_{21} - U_n}{R_i + R_t} \qquad (15.5)$$

Trị trung bình đại số của dòng chỉnh lưu khi $U_n = 0$:

$$\bar{i}_2 = I_{20} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i_2 d(\omega t) = \frac{I_2}{\pi} \qquad (15.6)$$

Do đó đồ thị thời gian điện áp ra trên tải $u_r = i_2 R_t$ có dạng giống đồ thị thời gian của i_2. Trị trung bình đại số của nó:

$$\bar{u}_r = U_{ro} = \bar{i}_2 R_t = (\widehat{I}_2 / \pi) R_t \qquad (15.7)$$

Với $U_n \neq 0$, từ (15.5) ta xác định được:

$$\bar{u}_r - U_{r0} = \bar{i}_2 R_t = \frac{\widehat{I}_2}{\pi} R_1 \approx \frac{(\widehat{U}_{21} - U_n) R_t}{\pi (R_i + R_t)} \approx \frac{\widehat{U}_2}{\pi} \qquad (15.8)$$

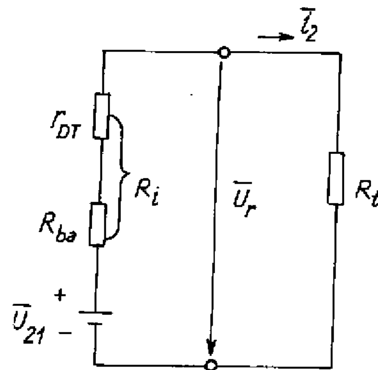
Ta thấy điện áp ra u_r tỷ lệ tuyến tính với điện áp vào u_{21} và mạch chỉnh lưu nửa sóng là mạch chỉnh lưu trị trung bình. Từ biểu thức (15.8) có thể vẽ sơ đồ tương đương (15.3). Theo sơ đồ này ta có thể viết lại biểu thức (15.8) như sau:

$$U_{r0} = \frac{\widehat{U}_{21} - U_n}{\pi} \cdot \frac{R_t}{R_t + R_i} = \frac{\widehat{U}_{21} - U_n}{\pi} \cdot \frac{R_t + R_i - R_i}{R_t + R_i}$$

$$= \frac{\widehat{U}_{21} - U_n}{\pi} \cdot \left(1 - \frac{R_i}{R_t + R_i}\right) = \frac{\widehat{U}_{21} - U_n}{\pi} - \frac{(\widehat{U}_{21} - U_n) R_i}{(R_t + R_i)\pi}$$

$$= \frac{\widehat{U}_{21} - U_n}{\pi} - \bar{i}_2 R_i$$

Quan hệ này cho biết sự phụ thuộc của điện áp ra vào tải: khi dòng qua tải i_2 tăng thì sụt áp trên R_i tăng do đó điện áp ra tải $\bar{u}_r$ giảm.

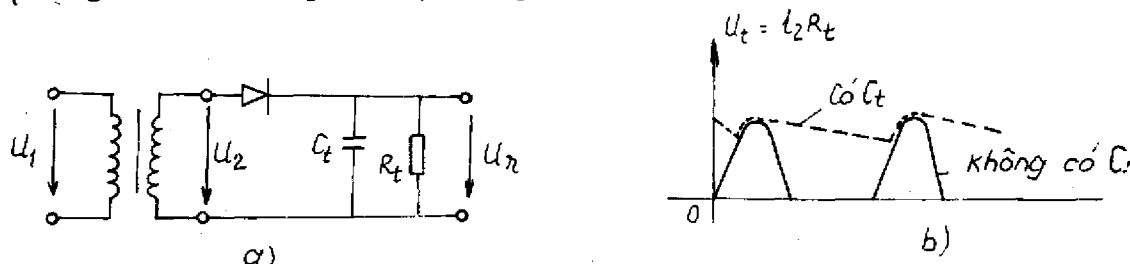


Hình 15.3. Sơ đồ tương đương điện áp của mạch chỉnh lưu nửa sóng biểu diễn quan hệ giữa u_r và i_2: $U'_{21} = (U_{21} - u_n)/\pi$.

2. *Ảnh hưởng của điện dung tải đến công suất của bộ chỉnh lưu.* Trong mạch điện hình 15.2, điện áp ra tải là một dãy xung hình sin. Để

cung cấp cho các thiết bị điện tử, yêu cầu điện áp ra của bộ chỉnh lưu là điện áp một chiều tương đối bằng phẳng. Muốn vậy, phải mắc song song với tải tụ điện C_t (hình 15.4a).

Khi điot thông thì C_t nạp và tích trữ năng lượng, khi điot ngắt thì C_t phóng điện qua R_t. Bằng cách đó có thể giảm độ gợn sóng của điện áp ra (hình 15.4b).



Hình 15.4. Ảnh hưởng của điện dung tải đến công tác của bộ chỉnh lưu:
a) mạch điện; b) đồ thị thời gian điện áp ra tải khi có điện dung tải và khi không có điện dung tải.

Khi điện trở tải R_t lớn thì C_t có thể được nạp tới giá trị đỉnh của điện áp xoay chiều: $u_r \approx \widehat{U}_2 - U_n$. Lúc này ta có mạch chỉnh lưu giá trị đỉnh khác với mạch chỉnh lưu giá trị trung bình trên hình 15.3. Điện áp trên điot (coi $U_n = 0$): $u_D = u_2 - \widehat{U}_2$ luôn luôn âm và đạt được giá trị đỉnh $\widehat{U}_D \approx -2\widehat{U}_{21}$ Vậy trong trường hợp mạch có thêm điện dung tải thì điện áp ngược đặt lên điot là $2\widehat{U}_{21}$lớn gấp đôi so với trường hợp không có C_t.

Nếu R_t không lớn quá, thì trong mỗi chu kỳ tụ C_t phóng điện tạo ra một lượng biến đổi điện áp trên tải:

$$\Delta U_r \approx \frac{\Delta Q_{\bullet}}{C} \approx \bar{u}_r T/(R_t C_t)$$

Công suất tổn hao trong điot:

$$P_{thD} = \bar{i}_2 \, . \, U_D$$

Khi mới đóng mạch, tụ C_t chưa được nạp, nên dòng qua điot lớn nhất:

$$\widehat{I}_{2max} \approx \frac{\widehat{U}_{21} - U_n}{R_{ba} + r_{\text{pT}}}$$

Để cho $\widehat{I}_{2max}$ không vượt quá giá trị cực đại cho phép của dòng qua điot khi R_{ba} nhỏ, có thể mắc thêm một điện trở hạn dòng nối tiếp với điot.

15.2.2. Mạch chỉnh lưu toàn sóng

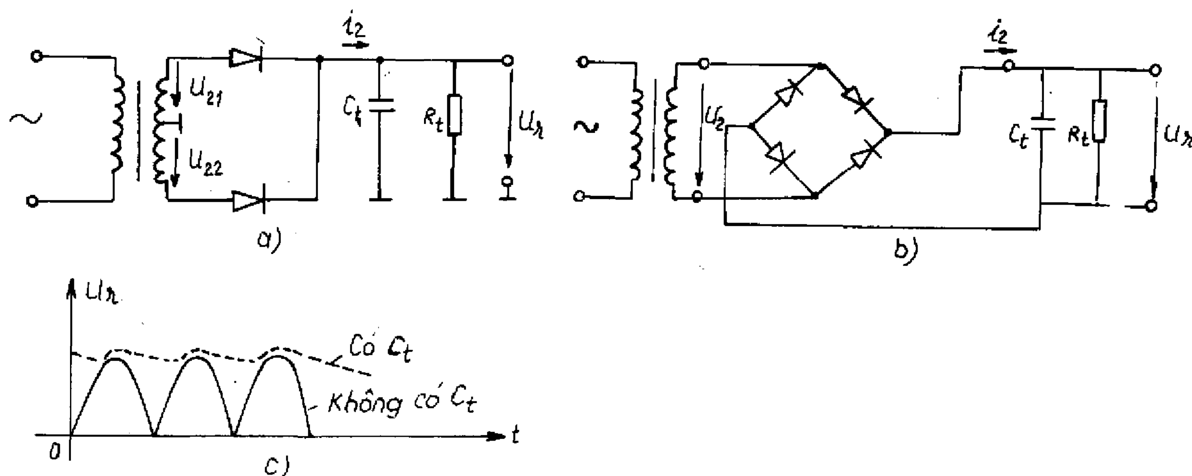
Đặc điểm của mạch chỉnh lưu toàn sóng là trong cả hai nửa chu kỳ của điện áp xoay chiều đều có dòng điện chạy qua tải (hình 15.5c). Có hai loại sơ đồ chỉnh lưu toàn sóng: sơ đồ cân bằng (hình 15.5a) và sơ đồ cầu (hình 15.5.b).

Sơ đồ chỉnh lưu cân bằng (hình 15.5a) là hai sơ đồ chỉnh lưu nửa sóng mắc song song có tải chung. Tương tự như sơ đồ chỉnh lưu nửa sóng, khi $U_n = 0$ và $C_t = 0$ từ (15.6) ta suy ra:

$$\bar{i}_2 = I_{20} = \frac{2}{\pi}\widehat{I}_2 \quad \text{và} \quad U_{r0} = I_{20}R_t = \frac{2}{\pi}\widehat{I}_2 R_t \qquad (15.10)$$

Khi tính toán $\widehat{I}_2$ theo (15.5) cần lưu ý rằng $\widehat{U}_{21}$ là biên độ điện áp xoay chiều không tải trên một nửa cuộn thứ cấp và r_{DT} cũng như R_{ba} là điện trở trong của một điot và một nửa cuộn thứ cấp.

Trị trung bình đại số của điện áp ra khi $C_t = 0$ tăng gấp đối so với sơ đồ chỉnh lưu nửa sóng. Sơ đồ tương đương 15.3 cũng đúng đối với sơ đồ chỉnh lưu cân bằng khi thay $\widehat{U}_{21}$ bởi $2\widehat{U}_{21}$ tức $\overline{u}_{2T}$ bởi $\dfrac{2(\widehat{U}_{21}-U_n)}{\pi}$ và coi R_i là điện trở trong của một nửa sơ đồ. Điện áp ngược cực đại đặt lên điot bằng khoảng $2\widehat{U}_{21}$.



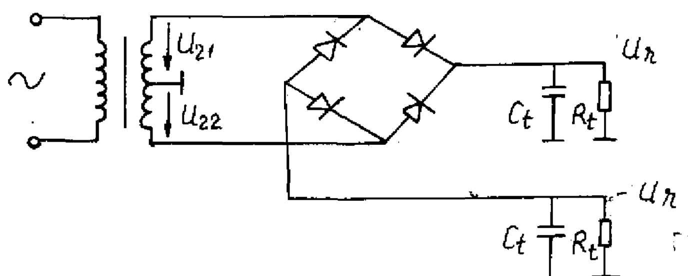
Hình 15.5. Mạch chỉnh lưu toàn sóng:
a) sơ đồ cân bằng; b) sơ đồ cầu; c) đồ thị thời gian điện áp ra.

Sơ đồ cầu thường dùng trong trường hợp điện áp xoay chiều tương đối lớn. Tuy cũng là sơ đồ chỉnh lưu toàn sóng, nhưng nó ưu việt hơn sơ đồ cân bằng ở chỗ cuộn thứ cấp được sử dụng toàn bộ trong hai nửa chu kỳ điện áp vào và điện áp ngược đặt lên điot trong trường hợp này chỉ bằng một nửa điện áp ngược đặt lên trong sơ đồ cân bằng. Điện áp ra cực đại khi không tải:

$$\widehat{U}_r = \widehat{U}_2 - 2U_n,$$

nghĩa là nhỏ hơn chút ít so với điện áp ra trong sơ đồ cân bằng, vì ở đây luôn luôn có hai điot mắc nối tiếp.

Trong sơ đồ 15.5b, nếu nối đất điểm giữa biến áp và mắc thêm tải (hình 15.6) ta có mạch chỉnh lưu có điện áp ra hai cực tính. Đây thực chất là hai mạch chỉnh lưu cân bằng.



Hình 15.6. Chỉnh lưu điện áp ra hai cực tính

Bảng 15.2 cho biết một số tham số của các sơ đồ chỉnh lưu nửa sóng và toàn sóng đã xét và ưu khuyết điểm của chúng.

Bảng 15.2.

Tham số	Chỉnh lưu nửa sóng	Chỉnh lưu toàn sóng	
		Sơ đồ cân bằng	Sơ đồ cầu
U_{2hd} ($C_t = 0$)	$\frac{\pi}{\sqrt{2}}U_{ro} \approx 2,22U_{ro}$	$\frac{\pi}{\sqrt{2}}U_{ro} \approx 2,22U_{ro}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}U_{ro} \approx 1,11U_{ro}$
I_{2hd} ($C_t = 0$)	$\frac{\pi}{2}I_{20} \approx 1,57I_2$	$\frac{\pi}{4}I_{20} \approx 0,79I_{20}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}I_{20} \approx 1,11I_{20}$
U_{ng} ($C_t \neq 0$)	$2\sqrt{2}\ U_{2hd}$	$\sqrt{2}\ U_{2hd}$	$\sqrt{2}\ U_{2hd}$
W ($C_t = 0$)	1,21	0,49	0,49
f	50 hz	100Hz	100Hz
Ưu điểm	Chỉ dùng một diot	– Tận dụng được công suất biến áp – Tần số $\tilde{u}$ cao hơn, do đó, yêu cầu lọc $\tilde{u}$ thấp hơn	Tận dụng được công suất biến áp Tần số $\tilde{u}$ cao hơn do đó yêu cầu lọc $\tilde{u}$ thấp hơn Điện áp ngược đặt lên diot thấp hơn.
Khuyết điểm	Độ gợn sóng điện áp ra lớn	cần dùng 2 diot	cần dùng 4 diot

U_{2hd}, I_{2hd} - lần lượt là điện áp và dòng điện hiệu dụng trong mạch thứ cấp biến áp;
U_{ng} - điện áp ngược đặt lên diot;
W - điện áp ũ/điện áp ra U_{ro} là hệ số gợn sóng;
f - tần số của điện áp ra bộ chỉnh lưu.

15.2.3. Tải của bộ chỉnh lưu

Như đã nói, ở đầu ra bộ chỉnh lưu ngoài điện trở tải R_t, song song với nó có thêm điện dung tải C_t.

Khi diot thông thì điện áp ra tăng do quá trình nạp của C_t, còn khi diot ngắt thì điện áp ra giảm theo hàm số mũ với hằng số thời gian $\tau = R_tC_t$. Trong thực tế chọn điện dung tải lớn sao cho độ gợn sóng của điện áp ra cỡ vài phần trăm. Do đó, khi diot ngắt, điện áp ra giảm gần như tuyến tính và thời gian nạp của tụ nhỏ hơn nhiều so với thời gian phóng. Do vậy:

$$t_{fóng} \approx T = \frac{1}{pf}$$

với $p = 1$ khi chỉnh lưu nửa sóng;
$p = 2$ khi chỉnh lưu toàn sóng;
f - tần số điện áp vào.

Trong quá trình phóng điện, điện tích trên điện dung tải thay đổi một lượng:

$$Q_{phóng} = I_{phóng}t_{phóng} \approx \frac{I_{phóng}}{pf}.$$

Do đó điện áp trên tụ C_t thay đổi một lượng tương ứng

$$\Delta U_c = U_w = \frac{Q_{\text{phóng}}}{C_t} = \frac{I_{\text{phóng}}}{pf\,C_t}$$

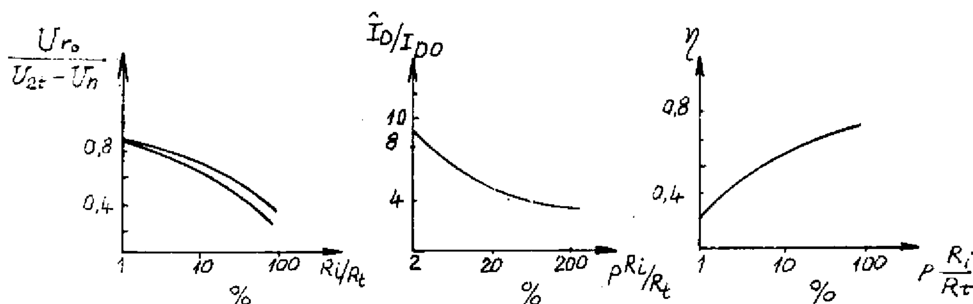
Trong đó $U_w = \Delta U_c$ còn được gọi là điện áp gợn sóng. Nó biến thiên có chu kỳ và có tần số là pf. Độ gợn sóng của điện áp ra trong mạch chỉnh lưu toàn sóng bằng một nửa độ gợn sóng của điện áp ra trong mạch chỉnh lưu nửa sóng. Độ gợn sóng tỷ lệ với dòng điện tải và tỷ lệ nghịch với điện dung tải. Vì vậy trong các nguồn cung cấp có dòng tải lớn phải dùng điện dung tải rất lớn $C_t > 10^3 \ldots 10^4 \mu F$ (tụ hóa). Tuy nhiên điện dung tải càng lớn thì dòng tải trong quá trình quá độ càng lớn. Vì vậy ngoài việc chọn điện dung tải lớn, còn mắc thêm một điện trở phụ R_F để hạn dòng nhằm tăng tuổi thọ của bộ chỉnh lưu.

Tính toán quan hệ giữa điện áp ra U_{ro} với tải và điện trở của biến áp khá phức tạp. Vì vậy ở đây ta dùng các kết quả đã có sẵn được biểu diễn bằng đồ thị trên hình 15.7. Chú ý rằng đối với sơ đồ cầu, thay U_n bởi $2U_n$ trên trục tung của đồ thị 15.7a. Từ đồ thị 15.7a suy ra được biên độ điện áp trên biến thế lúc không tải $\widehat{U}_{2t}$ khi biết điện áp ra U_{ro} và tỷ số điện trở R_i/R_t. Đồ thị 15.7b cho biết biên độ dòng điện qua điot. Trị trung bình đại số I_{Do} bằng dòng điện tải trong mạch chỉnh lưu nửa sóng và bằng một nửa dòng điện tải trong mạch chỉnh lưu toàn sóng. Đồ thị 15.7C biểu diễn quan hệ giữa hiệu suất và tải chuẩn pR_t/R_i. Trong các đồ thị trên, điện trở trong R_i được xác định như sau:

Sơ đồ chỉnh lưu nửa sóng: $R_i = R_{ba} + r_{DT} + R_F$

Sơ đồ chỉnh lưu cân bằng: $R_i = R_{ba} + r_{DT} + R_F$

Sơ đồ chỉnh lưu cầu: $R_i = R_{ba} + 2r_{DT} + R_F$.



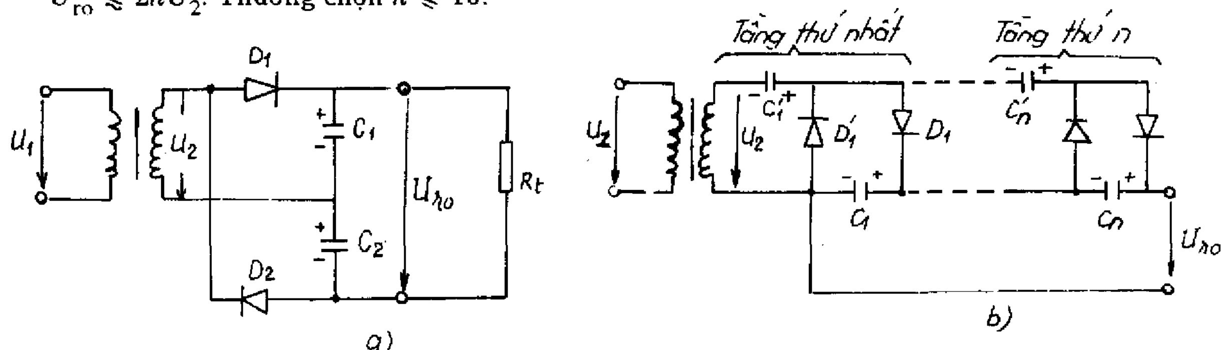
Hình 15.7. Đặc tính điện áp ra (a); dòng điện ra (b) và hiệu suất (c) theo tải chuẩn của các sơ đồ chỉnh lưu khi $C_t \neq 0$ (giả thiết $R_tC_t > 1/pf$ với $1/pf = T$ - chu kỳ tín hiệu vào).

Trong sơ đồ chỉnh lưu cân bằng, điện trở biến áp được xác định theo biểu thức 15.1 là điện trở của một nửa cuộn thứ cấp của biến áp và N_2 là số vòng dây của một nửa cuộn thứ cấp.

15.2.4. Mạch bội áp

Mạch bội áp được dùng trong những trường hợp đặc biệt, ví dụ khi yêu cầu điện áp ra cao mà dòng tiêu thụ lại nhỏ (cỡ μA). Nếu dùng một tầng (hình 15.8a) thì điện áp một chiều ở đầu ra gấp đôi trị số đỉnh của điện áp xoay chiều ở đầu vào, vì C_1 và C_2 được nạp đến giá trị đỉnh của điện áp vào qua D_1 và D_2 trong hai nửa chu kỳ âm và dương. Trên hình

15.8b, trong nửa chu kỳ âm của điện áp u_2, C'_1 được nạp đến trị số gần bằng giá trị đỉnh U_2 thông qua D'_1. Trong nửa chu kỳ tiếp theo C_1 được nạp thông qua C'_1 và D_1 theo chiều như trên hình vẽ, sao cho sau một vài chu kỳ của điện áp xoay chiều mỗi tụ điện được nạp đến trị số đỉnh $\hat{U}_2$ theo chiều như trên hình vẽ. Nếu có n tầng như vậy thì điện áp ra tải $U_{ro} \leqslant 2nU_2$. Thường chọn $n \leqslant 10$.



Hình 15.8. Mạch bội áp:

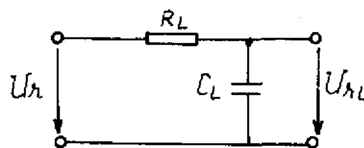
a) hai lần, $U_{ro} \leqslant 2\hat{U}_2$; b) $2n$ lần, $U_{ro} \leqslant 2n\,\hat{U}_2$.

15.2.5. Khâu lọc trong các bộ chỉnh lưu

Để có điện áp tương đối bằng phẳng ngoài điện dung tải C_t còn mắc thêm các khâu lọc R_LC_L hoặc L_LC_L. Để đặc trưng cho tính chất lọc của các khâu lọc đó, người ta dùng hệ số lọc G, là tỷ số độ gợn sóng trên đầu vào khâu lọc ΔU_r và độ gợn sóng trên đầu ra khâu lọc ΔU_{rL}:

$$G = \frac{\Delta U_r}{\Delta U_{rL}} \qquad (14.11)$$

1. Khâu lọc RC (hình 15.9). Khâu lọc RC là một khâu lọc thông thấp. Để tính hệ số lọc G, ta coi khâu lọc này như một mạch chia áp đối với thành phần tần số của điện áp ra bộ chỉnh lưu (tần số $\dot{u}$):



Hình 15.9. Khâu lọc RC trong bộ chỉnh lưu.

$$\Delta U_{rL} = \Delta U_r \cdot \frac{1}{R_L + \dfrac{1}{j\omega C_L}} \cdot \frac{1}{j\omega C_L}$$

Do đó

$$G = \left|\frac{\Delta U_r}{\Delta U_{rL}}\right| = \frac{\sqrt{R_L^2 + \dfrac{1}{\omega^2 C_L^2}}}{\dfrac{1}{\omega C_L}} = \sqrt{\omega^2 C_L^2 R_L^2 + 1}$$

Thường $\omega^2 C_L^2 R_L^2 >> 1$, do đó

$$G \approx \omega C_L R_L \tag{15.12}$$

G tỷ lệ với ω, do đó các hài bậc cao của tần số tín hiệu vào qua khâu lọc bị nén nhiều hơn thành phần ứng với tần số cơ bản.

Khi mắc khâu lọc này ở đầu ra mạch chỉnh lưu thì điện trở trong của mạch chỉnh lưu có lọc lớn lên, nghĩa là:

khi không có lọc $R_i = R_{ba} + r_{DT} + R_F$

khi có lọc $R'_i = R_i + R_L$.

Do đó tổn hao trong mạch chỉnh lưu tăng lên. Vì vậy không nên chọn R_L quá lớn làm cho tổn hao của mạch tăng, đồng thời điện áp ra phụ thuộc nhiều vào tải, vì lúc này điện áp ra tải được xác định theo biểu thức (15.13) với giả thiết $U_n = 0$.

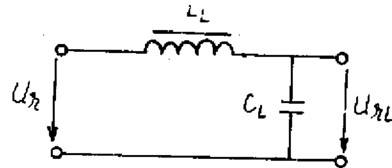
Chỉnh lưu nửa sóng: $$U_{ro} = \frac{\widehat{U}_2}{\pi} - R'_i I_{20} \tag{15.13a}$$

Chỉnh lưu toàn sóng: $$U_{ro} = \frac{2\widehat{U}_2}{\pi} - R'_i I_{20} \tag{15.13b}$$

Vì vậy thường chọn R_L khá nhỏ, bù vào đó chọn C_L lớn để đạt được hệ số lọc G như mong muốn ($R_L \approx$ vài Ω và $C_L \approx$ vài trăm μF).

2. *Khâu lọc LC* (hình 15.10). Bằng cách tính toán như đối với khâu lọc RC, ta có:

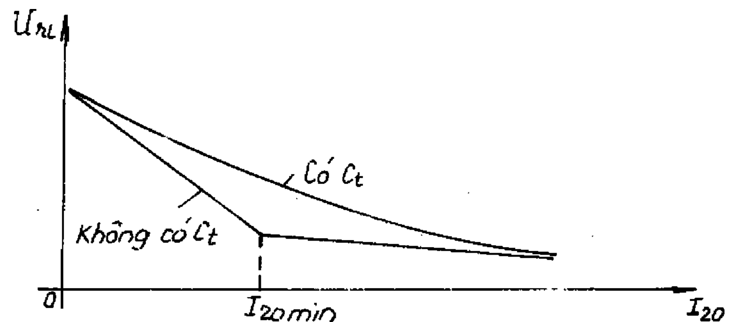
$$G = \left|\frac{\Delta U_r}{\Delta U_{rL}}\right| = \omega^2 L_L C_L \tag{15.14}$$



Hình 15.10. Khâu lọc LC trong bộ chỉnh lưu.

So với khâu lọc RC, khâu lọc này có hiệu suất cao hơn và điện áp ra ít phụ thuộc vào tải hơn, vì điện trở của cuộn cảm lọc rất nhỏ. Tuy nhiên cuộn cảm lọc có kích thước lớn, do đó khâu lọc này ít được dùng hơn.

Ngoài ra cũng có thể mắc khâu lọc LC vào mạch chỉnh lưu không có điện dung tải C_t. Quan hệ giữa điện áp ra U_{rL} và dòng điện tải I_{20} được biểu diễn trên hình 15.11. Khi không tải, điện áp ra bộ chỉnh lưu là U_{rLo}, khi có tải U_{rL} giảm. Trường hợp có tụ C_t thì U_{rL} giảm dần khi I_{20} tăng. Trường hợp không có tụ C_t thì U_{rL} lúc đầu giảm nhanh, sau khi $I_{20} > I_{20min}$ thì U_{rL} hầu như không đổi nghĩa là điện áp ra rất ít phụ thuộc vào tải.



Hình 15.11. Quan hệ giữa điện áp và dòng điện tải.

Đó là ưu điểm cơ bản của mạch này so với mạch có điện dung tải. Người ta tính được I_{20min} cho sơ đồ chỉnh lưu toàn sóng như sau:

$$I_{20\min} = 10^{-2}\,\frac{U_{2hd}}{L_L} = 10^{-2}\,\frac{\widehat{U}_{rLo}}{\sqrt{2}L}$$

Để cho điện áp ra ít phụ thuộc vào tải thì dòng tải I_{20} phải lớn hơn I_{20min}; nhưng cũng không được quá lớn làm cho cuộn lọc L_L rơi vào tình trạng bão hòa.

15.3. Ổn áp

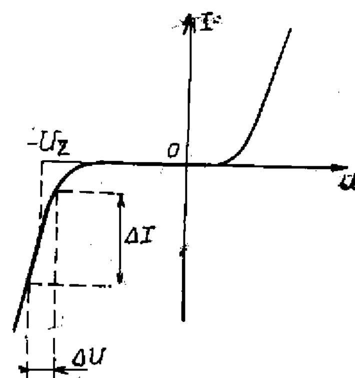
Các mạch ổn định có nhiệm vụ giữ cho điện áp ra hoặc dòng điện ra của một thiết bị cung cấp không đổi khi điện áp vào thay đổi cũng như khi tải hoặc nhiệt độ thay đổi. Thông thường các mạch ổn định có tác dụng giảm $\tilde{u}$ và giảm tạp âm do đó dùng mạch ổn định có thể giảm nhỏ kích thước của thiết bị cung cấp nhờ tiết kiệm được các tụ điện và điện cảm lọc.

15.3.1. Mạch ổn áp dùng điot Zener

Các mạch chỉnh lưu có tụ lọc C_l không có tính chất ổn áp một chiều, vì trở kháng đối với thành phần một chiều của tụ rất lớn.

Trong trường hợp này dùng điot Zener có lợi hơn.

Ngoài ra, dùng điot Zemer còn có lợi hơn dùng các khâu lọc đã xét, vì điện trở trong của mạch nhỏ và bằng điện trở động r_z của điot Zener. Hiệu quả ổn áp của điot Zener được thể hiện tại đoạn đặc tuyến ứng với $u < -U_z$, lúc này với lượng biến đổi dòng điện ΔI khá lớn thì ΔU biến thiên rất ít (hình 15.12). Các điot Zener có $U_z \approx 8$V thường có điện trở động r_z nhỏ nhất nghĩa là chúng ổn áp tốt nhất. Các điot có $U_z < 8$V thì r_z rất lớn, nên không thể dùng để ổn áp được, còn các điot có $U_z > 8$V thì r_z có tăng nhưng vẫn nhỏ, nên vẫn có thể dùng để ổn áp được, nhưng hiệu quả ổn áp không cao. Vì thế khi cần ổn định điện áp lớn, nên chọn nhiều điot có $U_z = 8$V mắc nối tiếp hơn là chọn một điot với U_z lớn.



Hình 15.12. Đặc tuyến Volf – ampe của điot Zener.

Sơ đồ nguyên lý của mạch ổn áp dùng điot Zener được biểu diễn trên hình 15.13. Theo sơ đồ đó

$$U'_r = U_z$$

với U_z là điện áp Zener.

Hệ số ổn áp G đối với điện áp một chiều cũng đồng thời là hệ số lọc đối với điện áp xoay chiều ($\tilde{u}$) được xác định như sau:

$$G = \frac{\Delta U_r}{\Delta U'_r} = \frac{r_z + R}{r_z} = 1 + \frac{R}{r_z} \approx \frac{R}{r_z}$$

Hệ số ổn áp tương đối:

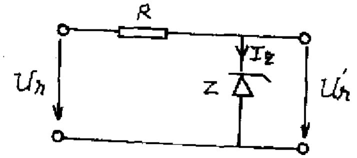
$$S = \frac{\Delta U_r / U_r}{\Delta U'_r / U'_r} = G\frac{U'_r}{U_r} \approx \frac{R}{r_z}\,\frac{U'_r}{U_z}$$

Mạch ổn áp loại này chỉ được dùng khi yêu cầu công suất ra nhỏ, vì hiệu suất của nó thấp ($\eta \approx 50\%$) và công suất tổn hao trên R và r_z lớn.

Kinh nghiệm cho thấy, trong mạch này để đảm bảo ổn định tốt, nên chọn $U_r = (1,5 \div 3)U'_r$ và

$$I_{zmin} < I_z < I_{zmax}$$

trong đó, I_{zmax} là dòng cực đại cho phép qua điot và I_{zmin} tương đương với I_{20min} trên hình 15.11.

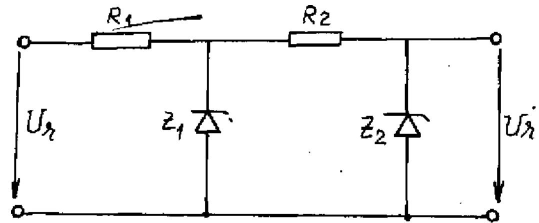


Hình 15.13. Sơ đồ nguyên lý mạch ổn áp dùng điot Zener

Để tăng hệ số ổn áp G, có thể mắc nối tiếp hai khâu ổn áp bằng điot Zener như trên hình 15.14. Mạch này có

$G = G_1 \,.\, G_2$ và

$S = S_1 \,.\, S_2$ (khoảng $10^2 \div 10^4$)



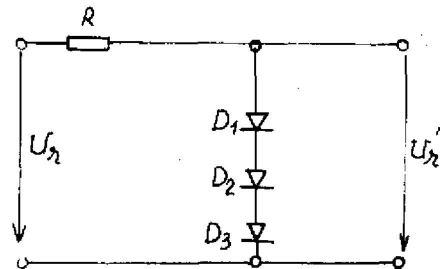
Hình 15.14. Ổn áp dùng điot Zener 2 khâu.

trong đó, G_1, G_2 và S_1, S_2 lần lượt là hệ số ổn định tuyệt đối và hệ số ổn định tương đối của khâu ổn áp thứ nhất và thứ hai.

Mạch này có tác dụng ổn áp tốt hơn mạch điện trên hình 15.13. Tuy nhiên xét về mặt ảnh hưởng của tải thì hai mạch như nhau, vì điện trở trong của mạch này $R_i = r_{z2}$.

Khi cần ổn áp trị số nhỏ có thể dùng điot thường mắc theo chiều thuận như trên hình 15.15. Với sơ đồ này

$$G = \frac{R + 3r_D}{3r_D} = 1 + \frac{R}{3r_D} \approx \frac{R}{3r_D} \qquad (15.15)$$



Hình 15.15. Ổn áp dùng điot thường.

và $$S = G.\frac{U'_r}{U_r} = \frac{R}{3r_D}.\frac{U'_r}{U_r}$$

trong đó, r_D là điện trở thông của điot, được xác định theo biểu thức (15.16).

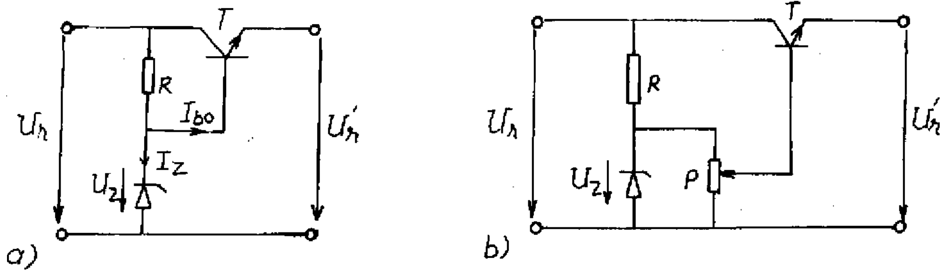
$$r_D = \frac{\partial U_D}{\partial I_D} \approx \frac{U_T}{I_D} \qquad (15.16)$$

U_T: điện áp nhiệt

15.3.2. Mạch ổn áp dùng điot Zener với mạch lặp emito ở đầu ra

Sơ đồ ổn áp dùng điot Zener đã xét trong mục 15.3.1. thường có công suất tổn hao khá lớn: $P_{th} = I_z U_z$

Khi yêu cầu dòng ra tải lớn, phải chọn điot có dòng lớn. Diot Zener chỉ thích hợp với các bộ chỉnh lưu công suất nhỏ. Có thể dùng các mạch ổn áp Zener có tầng ra là một mạch lặp emito để ổn áp cho các mạch chỉnh lưu công suất lớn hơn.



Hình 15.16. Sơ đồ ổn áp dùng điot Zener với mạch lặp emito ở đầu ra:
a) điện áp ra cố định; b) điện áp ra thay đổi.

Sơ đồ 15.16a dùng cho trường hợp điện áp ra cố định. Trong các sơ đồ này, điot Zener được nối với tải qua một mạch lặp emito. Do cách mắc này, nên dòng qua điot Zener là $I_{bo} \approx \dfrac{I_E}{B_N} = \dfrac{I_t}{B_N}$ nhỏ hơn dòng qua tải B_N lần (B_N là hệ số khuếch đại dòng điện một chiều của tranzistor khi mắc emito chung). Do đó có thể dùng điot Zener có dòng nhỏ cho các bộ chỉnh lưu công suất tương đối lớn.

Trong sơ đồ trên hình 15.16a điện áp chỉnh lưu được xác định theo biểu thức (15.17).

$$U'_r = U_z - U_{BE} \tag{15.17}$$

với $U_{BE} \approx (0{,}6 \div 0{,}7)$V.

Điện trở trong của sơ đồ chính là điện trở ra của mạch lặp emito khi coi R và r_z là điện trở phân áp bazơ. Ta có

$$R_i = \frac{r_{BE}}{\beta + 1}$$

trong đó, r_{BE} là điện trở vào của tranzistor;

$$\beta = \left.\frac{\partial I_c}{\partial I_B}\right|_{U_{CE} = \text{const}}$$ là hệ số khuếch đại dòng điện xoay chiều.

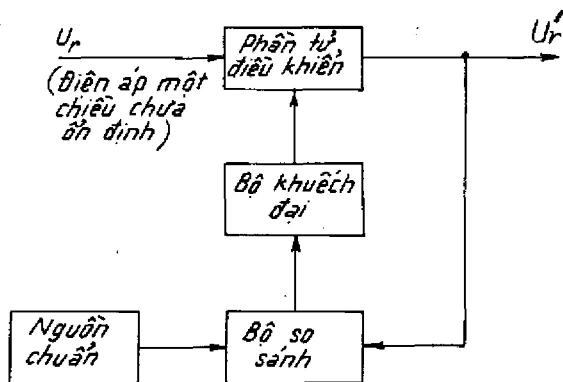
Vì $R_i < r_z$, nên mạch ổn áp loại này có điện áp ra ít phụ thuộc vào tải. Ngoài ra, do dòng qua điot Zener nhỏ, nên có thể chọn trị số của điện trở R lớn để tăng hệ số ổn áp (xem biểu thức 15.15) mà tổn hao trên R không tăng. Với sơ đồ 15.16b, có thể lấy ra điện áp U'_r là một phần của U_z qua chiết áp P. Nếu chọn điện trở chiết áp P nhỏ hơn r_{BE} thì

điện trở trong của mạch tăng không đáng kể.

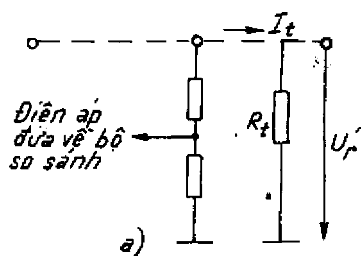
15.3.3. Mạch ổn áp có hồi tiếp

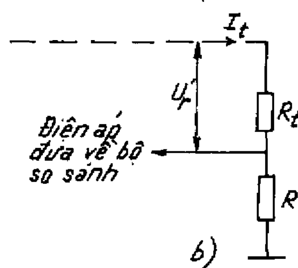
15.3.3.1. Nguyên tắc thực hiện các sơ đồ ổn áp có hồi tiếp và phân loại. Để thỏa mãn các yêu cầu cao hơn về mặt ổn áp, ổn dòng cũng như công suất ra, người ta dùng các mạch ổn định có hồi tiếp. Nguyên tắc làm việc của các sơ đồ ổn định có hồi tiếp được biểu diễn trên hình 15.17. Trong mạch này, một phần điện áp (dòng điện) ra được đưa về so sánh với một giá trị chuẩn. Kết quả so sánh được khuếch đại lên và đưa đến phần tử điều khiển. Phần tử điều khiển thay đổi tham số làm cho điện áp (dòng điện) ra trên nó thay đổi theo xu hướng tiệm cận dần đến giá trị chuẩn.

Hình 15.18a và 15.18b minh họa phương pháp lấy tín hiệu đưa về mạch so sánh khi ổn áp (a) và khi ổn dòng (b).



Hình 15.17. Sơ đồ khối minh họa nguyên tắc làm việc của các mạch ổn có hồi tiếp.





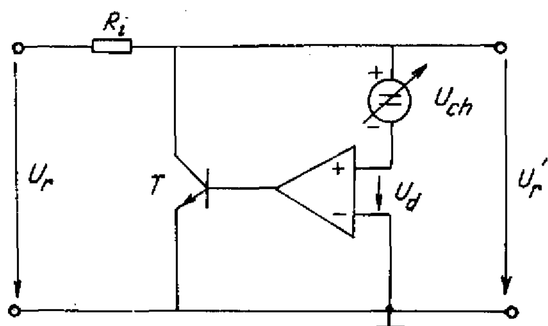
Hình 15.18. Cách lấy tín hiệu đưa về bộ so sánh : a) khi ổn áp ; b) khi ổn dòng.

Có thể thấy rằng, tất cả các nguồn áp (R_i <<) và nguồn dòng (R_i >>) được thực hiện theo phương pháp hồi tiếp, đều là những mạch ổn áp hoặc ổn dòng. Tuy nhiên do yêu cầu về mặt công suất, nên trong các sơ đồ ổn áp và ổn dòng còn có thêm một bộ khuếch đại công suất mắc trong mạch hồi tiếp.

Các sơ đồ ổn định có hồi tiếp được chia thành hai loại cơ bản : ổn định song song và ổn định nối tiếp.

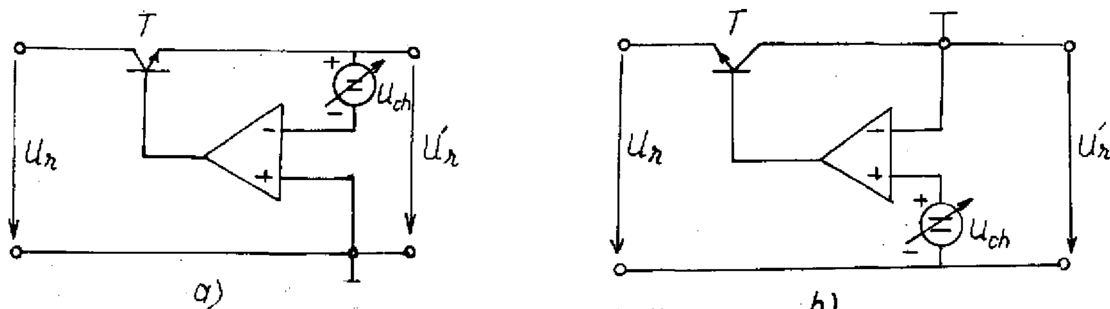
Nguyên tắc ổn định song song được biểu diễn trên hình 15.19. Trong đó transistor điều khiển được mắc song song với nguồn điện áp chỉnh lưu U_r.

Bộ khuếch đại thuật toán có hiệu điện áp vào U_d = 0. Khi điện áp ra giảm thì điện áp bazo



Hình 15.19. Nguyên tắc ổn định song song.

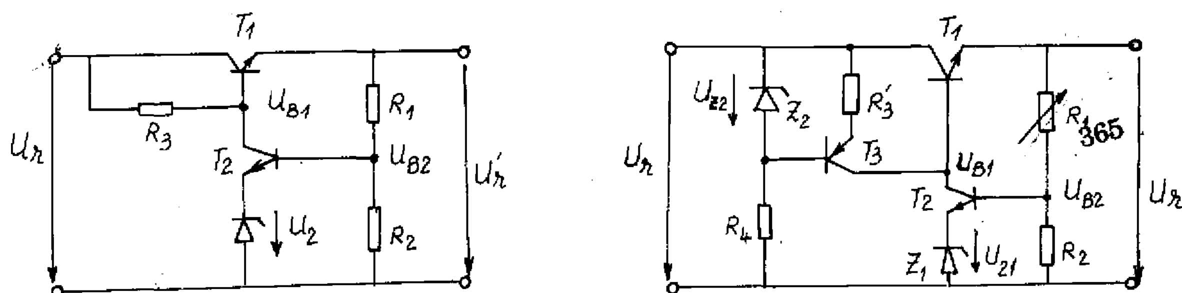
– emito của tranzistor T giảm nhanh hơn. Do đó dòng colecto giảm, hạ áp trên R_i giảm làm cho điện áp ra tăng. Nhờ khâu hồi tiếp âm, nên điện áp ra U'_r luôn luôn có trị số bằng điện áp chuẩn U_{ch}. Sơ đồ ổn áp song song chỉ được dùng trong các bộ chỉnh lưu công suất bé, vì hiệu suất của nó thấp.



Hình 15.20. Nguyên tắc ổn áp nối tiếp.
a) dùng mạch lặp emito; b) dùng mạch emito chung.

Trong sơ đồ ổn áp nối tiếp (hình 15.20) tranzistor điều khiển T được mắc nối tiếp với nguồn điện áp chỉnh lưu U_r. Tranzistor T trên hình 15.20a được mắc theo kiểu mạch lặp emito. Điện áp vào của bộ khuếch đại thuật toán luôn luôn bằng không do đó điện áp ra $U'_r = U_{ch}$. Khi điện áp ra giảm thì điện áp bazơ tăng nhanh hơn làm cho điện áp ra tăng trở lại. Do tính chất của mạch lặp emito, nên điện áp ra $U'_r \approx U_r$. Nếu thay mạch lặp emito bởi mạch emito chung như trên hình 15.20b thì có thể giảm được dải biến thiên điện áp vào. Tuy nhiên so với sơ đồ 15.20a sơ đồ này có nhược điểm là điện trở trong lớn. Có thể giảm nhỏ điện trở trong bằng cách tăng hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại thuật toán, nghĩa là phải dùng hai tầng khuếch đại. Vì vậy nguyên tắc này không thích hợp với các sơ đồ ổn áp một tầng.

15.3.3.2. Các sơ đồ ổn áp có hồi tiếp dạng đơn giản. Trên hình 15.21 là hai sơ đồ ổn định có hồi tiếp dạng đơn giản. Trong sơ đồ 15.21a T_1 là phần tử điều khiển đồng thời làm nhiệm vụ khuếch đại công suất. T_2 vừa là phần tử khuếch đại vừa mang tính chất như một phần tử so sánh, nó được mắc theo kiểu emito chung có hồi tiếp âm về dòng điện trên r_z. Khi U'_r giảm thì qua bộ phân áp R_1, R_2 điện áp bazơ T_2: $U_{B2} = U_z + U_{BE2}$ cũng giảm. Vì U_z không đổi, nên U_{BE2} giảm theo làm cho U_{CE2} tăng, do đó U_{B1} tăng và U'_r tăng trở lại.



Hình 15.21. Sơ đồ ổn áp có hồi tiếp dạng đơn giản.

Như vậy nhờ vòng hồi tiếp, điện áp ra U'_r được điều chỉnh sao cho

$$U_{B2} = U'_r \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_z + U_{BE2} \tag{15.18}$$

Vậy (U_z + U_{BE2}) là điện áp chuẩn. Điện áp ra được xác định theo biểu thức (15.19) suy được từ (15.18)

$$U'_r = (U_z + U_{BE2})(1 + \frac{R_1}{R_2}) \tag{15.19}$$

Qua điện trở R_3 có dòng colecto T_2 là I_{c2} và dòng bazo T_1 : I_{B1}. R_3 được chọn sao cho dòng qua điot Zener luôn luôn lớn hơn I_{zmin} để điot Zener có tác dụng ổn áp:

$$R_3 < \frac{U_{rmin} - U'_r}{I_{B1max} + I_{zmin}}$$

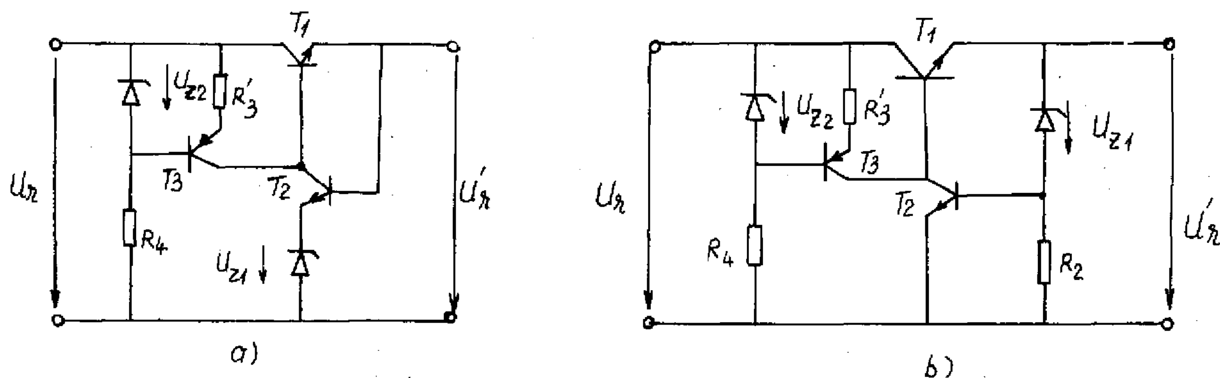
Khi tải thay đổi, mạch có tác dụng ổn áp khá tốt. Nhưng khi điện áp vào U_r thay đổi thì tác dụng ổn áp không lớn lắm ($G \approx 20$), vì dòng qua R_3 thay đổi theo điện áp vào U_r. Có thể cải tiến mạch này để tăng hệ số ổn áp bằng mạch điện trên hình 15.21b. Ở đây thay R_3 bằng một nguồn dòng gồm T_3, R'_3, R_4 và Z_2. Dòng colecto T_3 được xác định theo biểu thức (15.20) không phụ thuộc vào điện áp vào U_r.

$$I_{c3} = A_N \frac{U_{z2} - U_{BE3}}{R'_3} \approx \frac{U_{z2}}{R'_3}, \tag{15.20}$$

trong đó, A_N là hệ số khuếch đại dòng điện của tranzistor khi mắc bazo chung.

Với mạch này có thể đạt được hệ số ổn áp G = 1000 đến 10.000 lần. Điện áp ra của mạch cũng được xác định theo biểu thức (15.19). Có thể thay đổi điện áp ra bằng cách thay đổi R_1 mà dòng colecto T_2 vẫn không thay đổi do có nguồn dòng T_3. Điện áp ra đạt được giá trị lớn nhất khi điện áp colecto - emito T_3 $U_{CE3} = 0$, tương ứng $U'_r \approx U_r - U_{z2}$. Do đó không nên chọn U_{z2} quá lớn. Ngoài ra sơ đồ còn có ưu điểm là điện trở trong nhỏ, vì nhờ nguồn dòng T_3 mà T_2 có hệ số khuếch đại điện áp lớn hơn trong sơ đồ 15.21a.

Cũng có thể nối tắt R_1 như trên sơ đồ 15.22a, và mắc điot Zener Z_1 vào bazo T_2 như



Hình 15.22. Sơ đồ ổn áp có hồi tiếp dạng đơn giản với điện áp ra cố định.

trên sơ đồ 15.22b, lúc đó điện áp ra được xác định theo biểu thức (15.21).

$$U'_r = U_{z1} + U_{BE2} \tag{15.21}$$

15.3.3.3. Sơ đồ ổn áp có hồi tiếp dùng khuếch đại thuật toán. Nếu chỉ cần thay đổi điện áp ra trong phạm vi hẹp, có thể dùng sơ đồ 15.23. Sơ đồ này tương đương với sơ đồ 15,21a, khi thay T_2 bởi một bộ khuếch đại thuật toán. Tác dụng ổn áp của mạch tăng nhờ bộ khuếch đại thuật toán có hệ số khuếch đại lớn. Ở đây bộ khuếch đại thuật toán được coi như một bộ khuếch đại thuận, điện áp vào cửa đảo U_N bằng điện áp Zener U_z. Điện áp ra chỉ có thể biến thiên trong phạm vi hẹp sao cho dòng qua điot Zener không biến thiên quá nhiều.

Hình 15.23. Sơ đồ ổn áp dùng khuếch đại thuật toán.

Ở cửa vào bộ khuếch đại thuật toán có các điot bảo vệ khi quá áp trong trường hợp đóng hoặc ngắt mạch.

Muốn có điện áp ra thay đổi được trong phạm vi rộng, dùng sơ đồ 15.24. Bộ khuếch đại thuật toán mắc theo kiểu sơ đồ khuếch đại đảo. T_2 và T_3 làm nhiệm vụ khuếch đại làm cho điện áp ra tăng lên nhiều so với điện áp vào. T_2 là tầng khuếch đại bazo chung, vì bazo T_2 nối đất, nên có thể điều chỉnh điện áp ra về tới mức "không". D_1, D_2 và R_3 làm nhiệm vụ bảo vệ bộ khuếch đại thuật toán. R_4 để cân bằng điện áp do dòng tĩnh qua R_3 gây ra, $R_4 \approx R_3$. Mức ổn áp ra phụ thuộc vào mức trôi điện áp lệch không của bộ khuếch đại thuật toán ΔU_o và vào độ ổn định của nguồn chuẩn ΔU_{ch}:

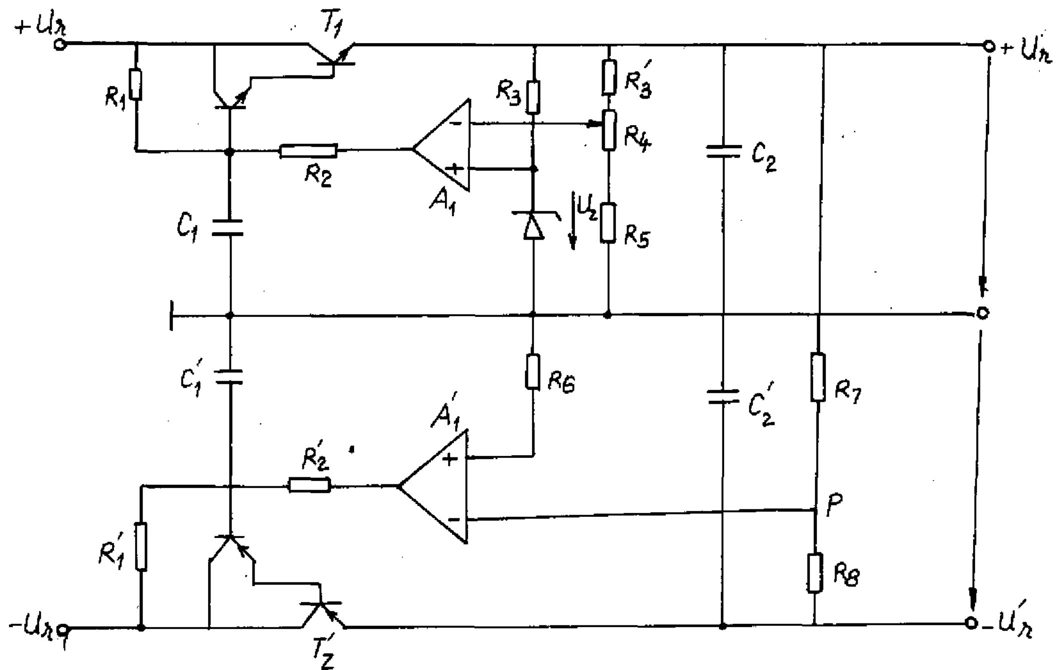
$$\Delta U'_r = \Delta U_o + \frac{R_1}{R_2}(\Delta U_o + \Delta U_{ch}).$$

Hình 15.24: Sơ đồ ổn áp dùng khuếch đại thuật toán có điện áp ra thay đổi.

Các điện trở R_1, R_2 phải là những điện trở chính xác. Dòng qua R_1 không đổi và bằng U_{ch}/R_2.

Để ổn áp cho các nguồn đối xứng có thể dùng sơ đồ ổn áp 15.25. Sơ đồ này giống sơ đồ trên hình 15.23 trong đó tranzistor T_4 được thay thế bởi một mạch Darlington. Mạch chỉ cần dùng một nguồn chuẩn (U_z). Với giả thiết dòng vào tĩnh của bộ khuếch đại thuật toán không đáng kể so với dòng qua R_7, R_8 thì điện thế điểm P: $U_p = 0$, do đó ta có quan hệ:

$$\frac{|U'_{r(+)}|}{|U'_{r(-)}|} = \frac{R_7}{R_8}$$



Hình 15.25. Sơ đồ ổn áp đối xứng.

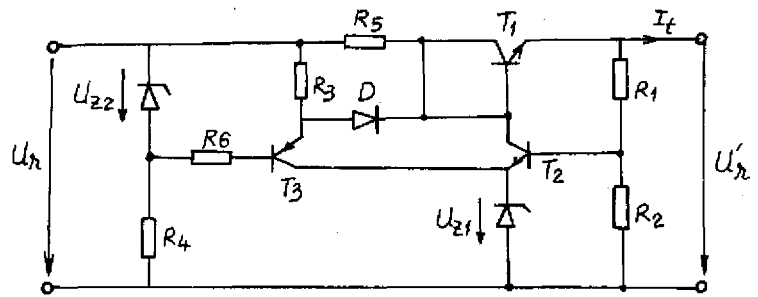
Có thể dùng sơ đồ đó để ổn áp cho bộ nguồn có $U_r = \pm 20V$, lúc đó các linh kiện của sơ đồ có trị số như sau:

$R_1 = 22k$, $R'_1 = 10k$
$R_2 = R'_2 = 3{,}9k$; $R_3 = 1k$; $R'_3 = 15k$; $R_4 = 5k$
$R_5 = 10k$; $R_6 = 4{,}7k$; $R_7 = 10k$; $R_8 = 10k$
$C_1 = C'_1 = C_2 = C'_2 = 47\mu F$; $U_z = 6{,}3V$; $|U'_{r(+)}| = |U'_{r(-)}| = 15V$.

Sai số điện áp hai đầu ra khoảng 1‰.

15.3.3.4. Sơ đồ chống quá tải. Ta biết rằng bán dẫn rất nhạy cảm với dòng lớn. Vì vậy, trong các mạch ổn áp thường phải dùng thêm mạch hạn dòng để tránh quá tải cho các tranzistor mắc nối tiếp với tải. Diot D trên hình 15.26 làm nhiệm vụ đó. Khi dòng colecto T_1 lớn tới mức hạ áp trên R_5 lớn hơn U_z thì điot (D) thông. Đó là trường hợp $I_{tmax} = \frac{U_{z2}}{R_5}$

Nếu dòng qua tải tiếp tục tăng thì dòng qua T_3 giảm làm cho dòng qua tải không tăng được nữa. Trong trường hợp ngắn mạch, dòng qua T_1 cực đại đồng thời hạ áp trên nó là $U_r - U_z$ cũng lớn. Lúc này phải chú ý sao cho công suất tổn hao không vượt quá trị số cho phép.

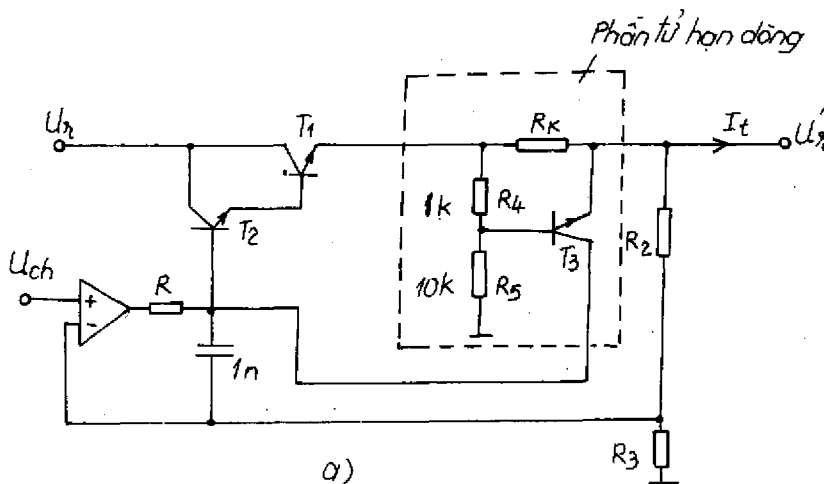


Hình 15.26. Sơ đồ ổn áp có hạn dòng.

Sơ đồ 15.27 cũng có tác dụng hạn dòng như vậy. Khi dòng tải tăng, hạ áp trên R_k tăng. Nếu hạ áp trên R_k:

$$I_{tmax}R_k \approx U_{BE3} + U'_r \frac{R_4}{R_4 + R_5} \tag{15.21}$$

thì T_3 dẫn. Dòng colecto T_3 tạo nên hạ áp trên điện trở R để điều khiển cho tầng Darlington theo xu hướng ngắt (dòng tải giảm). Từ biểu thức (15.21) có thể tính được trị số cực đại của dòng tải I_{tmax}. Đặc biệt, khi đầu ra ngắn mạch, dòng qua tải nhỏ hơn trong trường hợp có tải, lúc này $I_{tmax} = U_{BE3}/R_k$. Đây là một ưu điểm lớn, vì nhờ đó tranzistor không bị quá tải kể cả khi điện áp vào lớn. Các sơ đồ hạn dòng loại này có đặc tính ra như biểu diễn trên hình 15.27b. Sở dĩ mạch có đặc tuyến ra như vậy là vì điện áp U_{BE3} phụ thuộc đồng thời vào dòng điện tải I_t và điện áp ra U'_r (thông qua R_4, R_5).

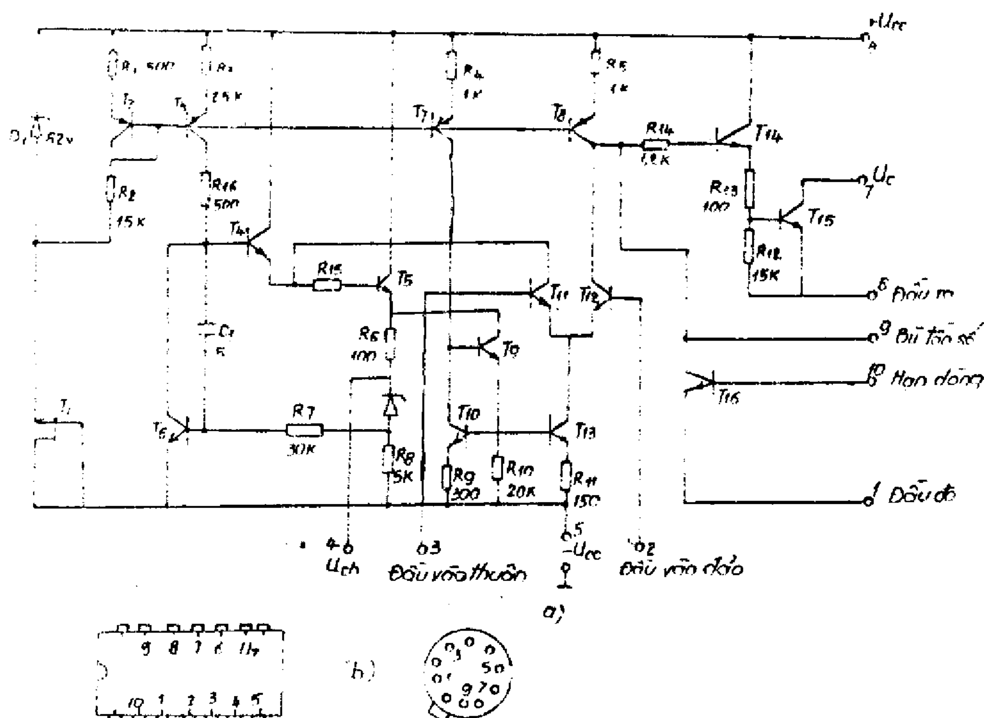


Hình 15.27. a) sơ đồ ổn áp dùng khuếch đại thuật toán có hạn dòng; b) đặc tuyến ra của a).

15.3.3.5. Vi mạch ổn áp. Mạch điện các vi mạch ổn áp bao gồm đầy đủ các phần tử của một sơ đồ ổn áp có hồi tiếp như trên hình 15.28 kể cả khâu hạn dòng. Vì vậy chỉ cần

mắc thêm một vài phần tử ngoài là mạch có thể cho điện áp ra biến thiên trong một dải khá rộng. Trường hợp yêu cầu dòng tải lớn, có thể mắc thêm ở mạch ngoài một tranzistor công suất. Bằng cách đó có thể nhận được các bộ ổn áp có dòng tải đến 15A một cách dễ dàng.

Vi mạch *MAA723* (μA 723) là một vi mạch ổn áp khá phổ biến. Mạch điện bên trong của nó được biểu diễn trên hình 15.28. Trên cửa *4* của mạch được mắc một nguồn điện áp chuẩn. Chỉ cần mắc thêm một cho đến hai điện trở ngoài là vi mạch này có đường đặc tuyến ra như trên hình 15.27b.



Hình 15.28. Vi mạch *MAA 723* (Tesla):

a) sơ đồ mạch điện; b) sơ đồ chân vi mạch.

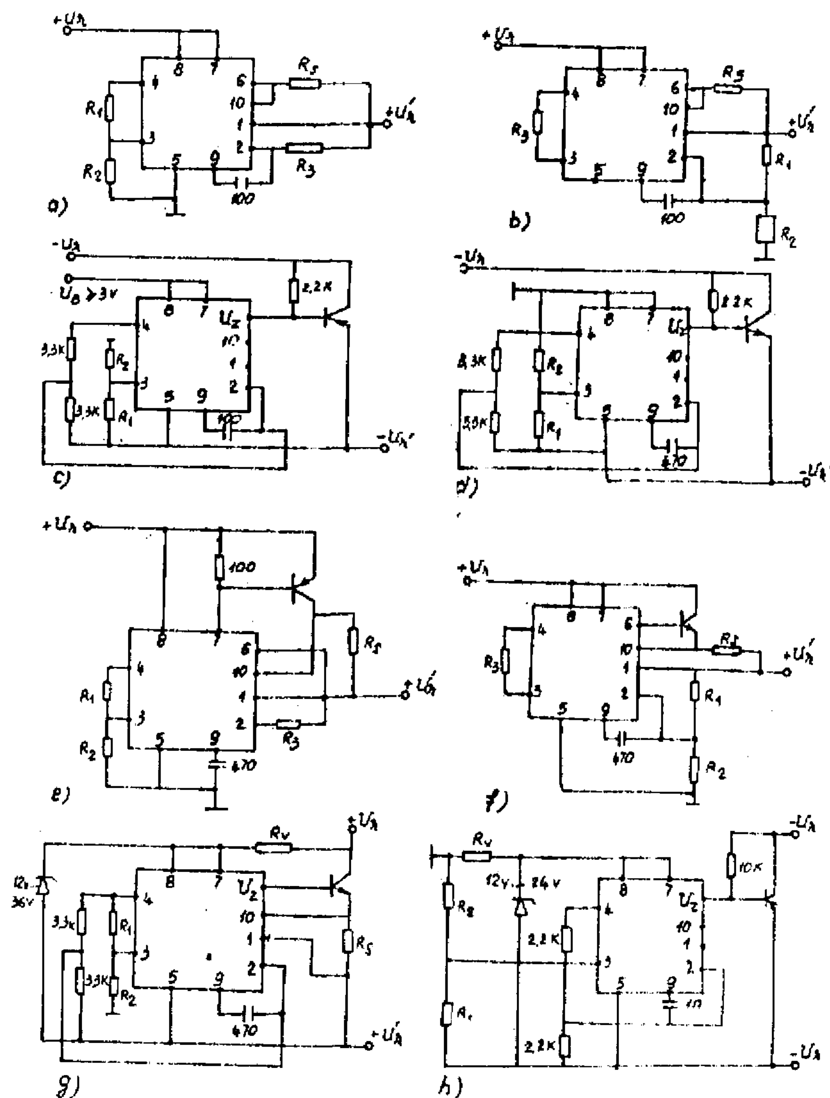
Tham số: $I_t < 150$ mA, $P_{thmax} = 800$mW, $\frac{\Delta U_r}{U_r} < 5.10^4$ khi $I_t = 0...400$mA.

Hình 15.29 chỉ ra cách mắc mạch ngoài của vi mạch *MAA 723*. Có 4 cách mắc (từ *a* đến *d*). Khi cần dòng tải lớn, mắc thêm tranzistor công suất như hình 15.29c đến 15.29h. Nếu điện áp ra $U_r > 37$V thì vi mạch được mắc theo sơ đồ 15.29g và 15.29h. Trị số R_1, R_2 trong sơ đồ được chọn theo bảng của hãng sản xuất. R_s trong các sơ đồ *a, b, e, f* và *g* để hạn chế dòng điện ra.

15.3.4. Ổn áp xung

Hiệu suất của mạch ổn áp liên tục (mục 15.3.3) phụ thuộc nhiều vào công suất tổn hao P_{th} của tranzistor công suất. Có thể giảm P_{th} nếu cho tranzistor làm việc ở chế độ khác. Cũng giống như trong mạch ổn áp liên tục, điện áp vào mạch ổn áp phải luôn luôn lớn hơn điện áp một chiều ở đầu ra.

Ổn áp xung đặc biệt có ý nghĩa khi cần lấy ra điện áp nhỏ từ một điện áp vào lớn với



Hình 15.29: Các cách mắc mạch ngoài của vi mạch ổn áp *MAA 723*:
a) $U'_r = (2 \div 7)$V; b) $U'_r = (7 \div 37)$V; c) $U'_r = -(6 \div 15)$V.
$U'_r = -(9{,}5 \div 37)$V; e) $U'_r = (2 \div 7)$V; f) $U'_r = (7 \div 37)$V; g) $U'_r \leq 250$V; h) $|U'_r| < 250$ (V)

hiệu suất cao hoặc khi điện áp vào thay đổi nhiều (độ gợn sóng lớn). Khi mở, tranzistor khóa dẫn năng lượng từ nguồn vào đến một phần tử tích lũy năng lượng (thường là cuộn cảm và tụ điện). Trong thời gian tranzistor khóa ngắt thì phần tử tích lũy cung cấp năng lượng cho mạch sao cho trên tải luôn luôn có điện áp ra.

Tần số đóng mở của khóa thường nằm trong phạm vi (16 ÷ 50) kHz để tránh nhiễu âm thanh. Trong khu vực tần số này dùng cuộn cảm có lõi ferit là thích hợp. Tần số càng

cao thì phần tử tích lũy năng lượng có kích thước càng nhỏ, nhưng hiệu suất giảm do tổn hao trong thời gian đóng mở tăng.

Hình 15.30 biểu diễn nguyên lý làm việc của một mạch ổn áp xung có phần tử điều khiển mắc nối tiếp với tải. Ở đây dùng mạch so sánh có trễ để so sánh. Khi điện áp ra giảm tới mức ngưỡng dưới: U_2 thì khóa K mở, do đó dòng điện qua cuộn cảm tăng đồng thời điện áp ra tăng theo, cuộn cảm tích lũy năng lượng. Nếu $U'_r = U_1$ thì K ngắt, cuộn cảm phóng điện cùng chiều với tải. Quá trình đó lặp đi lặp lại có chu kỳ. Độ gợn sóng của điện áp ra được xác định bởi hiệu các điện áp ngưỡng $U_1 - U_2$ (khoảng vài chục mV). Độ ổn định của các mức ngưỡng U_1 và U_2 cũng liên quan đến độ chính xác của điện áp ra. Để tăng hiệu suất của mạch phải dùng tranzistor có thời gian đóng mở ngắn.

Hình 15.30. a) sơ đồ nguyên lý của mạch ổn áp xung;
b) đồ thị thời gian của điện áp trên tải U'_r và điện áp ra bộ so sánh.

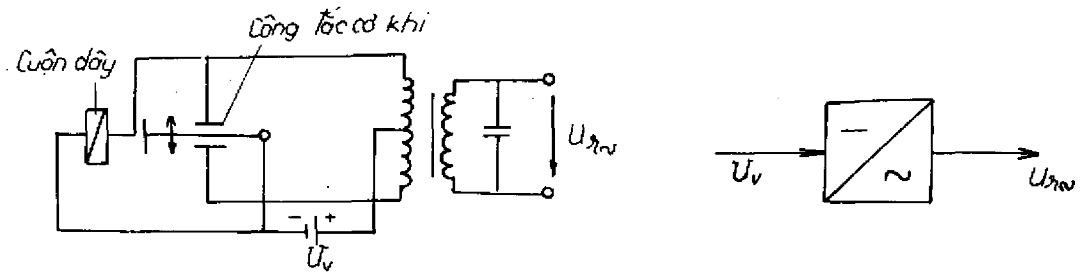
Ổn áp xung cho hiệu suất cao và có dải ổn định điện áp rộng, nhưng tốc độ điều khiển thấp, điện áp ra có độ gợn sóng lớn (vài ‰ đến vài %).

15.4. Chỉnh lưu đảo

Chỉnh lưu đảo là quá trình biến đổi điện áp một chiều thành điện áp xoay chiều, thường được dùng trong các bộ biến đổi điện áp một chiều hoặc trong các bộ nguồn không dùng biến áp. Trước đây vài thập kỷ, quá trình chỉnh lưu đảo được thực hiện bởi phương pháp cơ khí (hình 15.31). Điện áp một chiều ở đầu vào lần lượt được nối với nửa trên hoặc nửa dưới của cuộn biến áp nhờ sự đóng mở của một công tắc cơ khí. Do đó trên cuộn thứ cấp của biến áp hình thành một điện áp xoay chiều.

Ngày nay thay vào công tắc cơ khí, người ta dùng bán dẫn (tranzistor hoặc thyristor). Hiệu suất của các mạch chỉnh lưu đảo dùng bán dẫn nằm trong phạm vi từ (80 ÷ 95)%. Công suất của nó phụ thuộc vào các tham số giới hạn của bán dẫn (I_{Cmax}, U_{CEmax}). Dùng thyristor có thể đạt được công suất lớn. Mạch chỉnh lưu đảo thực chất là mạch tạo dao động

tự kích. Tần số dao động thường nằm trong phạm vi kHz. Do đó có thể dùng cuộn biến áp kích thước nhỏ và vấn đề lọc ù đơn giản hơn, vì *RC* hoặc *LC* nhỏ hơn. Hình 15.32 cho hai ví dụ về mạch điện bộ chỉnh lưu đảo.



Hình 15.31. Mạch chỉnh lưu đảo dùng công tắc cơ khí.

Sơ đồ 15.32a dùng tranzitor để tạo dao động. Đó là sơ đồ tạo dao động ghép biến áp mắc theo kiểu đẩy kéo.

Sơ đồ 15.32b dùng thyristor, nguyên tắc làm việc của nó giống như sơ đồ chỉnh lưu đảo dùng chuyển mạch cơ khí trên hình 15.31. Bằng cách đặt vào các điện áp điều khiển

Hình 15.32. Mạch chỉnh lưu đảo:
a) dùng tranzistor; b) dùng thyristor.

thích hợp hay thyristor thay nhau mở. Quá trình ngắt của thyristor được thực hiện nhờ tụ điện C.

15.5. Biến đổi điện áp một chiều và bộ nguồn không dùng biến áp nguồn

15.5.1. Biến đổi điện áp một chiều

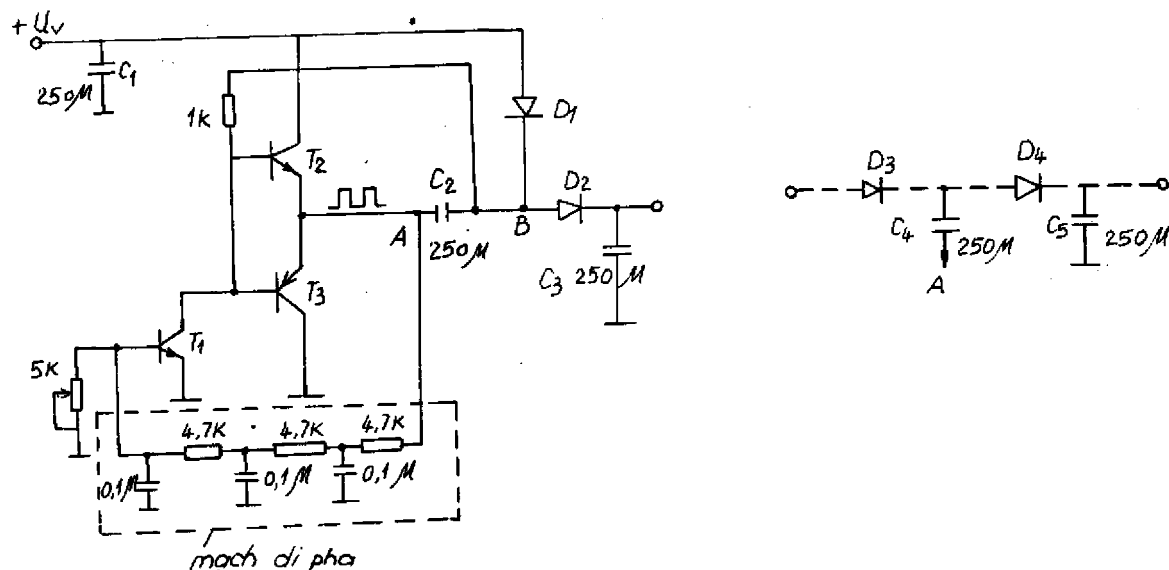
Đây là quá trình biến đổi một điện áp một chiều U_v từ giá trị này sang giá trị khác thấp hơn hoặc cao hơn, hoặc biến đổi một điện áp một chiều thành một điện áp một chiều khác có dấu ngược lại. Nó thường được dùng để tạo cao áp một chiều công suất nhỏ trong các thiết bị điện tử lưu động. Quá trình biến đổi điện áp được chia làm hai giai đoạn:

1. Biến đổi điện áp một chiều U_v thành điện áp xoay chiều hình sin hoặc xung chữ nhật nhờ mạch chỉnh lưu đảo và biến áp.

2. Chỉnh lưu điện áp xoay chiều và lọc.

Thường dùng điot công suất để chỉnh lưu. Khi điện áp chỉnh lưu nhỏ hơn vài trăm volt, có thể dùng điot Schottky. Nếu dòng lớn hơn 10A thì điện áp thông của nó nhỏ hơn điện áp thông của điot Silic thông dụng.

Nếu điện áp một chiều ở đầu ra chỉ lớn hơn điện áp vào (2 ÷ 3) lần thì có thể bỏ biến áp. Hình 15.33 cho thấy có thể dùng mạch bội áp bậc 2 để tạo ra điện áp một chiều lớn gấp 2 lần điện áp vào. Ở đây, bộ tạo dao động dùng mạch di pha *RC* trong mạch hồi tiếp gồm 3 khâu di pha và T_1, T_2, T_3. T_2 và T_3 dùng tranzistor bù làm việc ở chế độ khóa. Khi T_2 thông, điện thế tại điểm A: $U_A = U_v$; Khi T_3 thông, điện thế $U_A \approx 0$. Vậy ở điểm A ta có một dãy xung chữ nhật. Khi $U_A = 0$, C_2 được nạp điện qua D_1, do đó



Hình 15.33. Mạch biến đổi điện áp một chiều không dùng biến áp.

$$U_{C2} = U_B = U_v - U_{D1} - U_{CEbh3} \approx U_v$$

trong đó, U_{D1} là điện áp thông của điot D_1;

U_{CEbh3} là điện áp colecto – emito của T_3 khi làm việc ở trạng thái bão hòa.

Khi T_2 thông, điểm A nối với U_v và U_B tăng lên đến giá trị

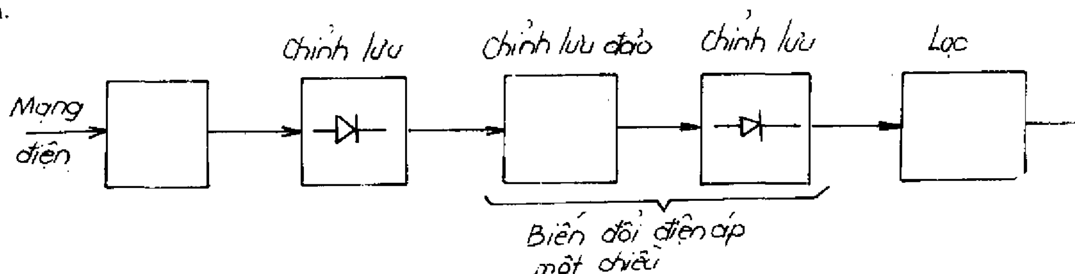
$$U_B = U_v + U_{C2} \approx 2U_v.$$

Sau đó tụ C_3 được nạp qua D_2 đến trị số $U_r \approx 2U_v$.

Nếu mắc thêm phần mạch gồm D_3, D_4, C_4, C_5 ở đầu ra, ta có $U_r \approx 4U_v$. Thực tế U_r nhỏ hơn chút ít, do có hạ áp trên điot.

15.5.2. Bộ nguồn không dùng biến áp nguồn

Nguyên tắc làm việc của bộ nguồn không dùng biến áp được minh họa trên hình 15.34. Điện áp từ mạng điện công nghiệp được đưa trực tiếp đến bộ chỉnh lưu, điện dung tải C_t của bộ chỉnh lưu làm giảm độ gợn sóng của điện áp ra rồi đưa vào mạch biến đổi điện áp một chiều vừa làm nhiệm vụ cách điện vừa tạo ra điện áp một chiều có trị số mong muốn.



Hình 15.34. Sơ đồ khối minh họa nguyên lý làm việc của bộ nguồn không dùng biến áp.

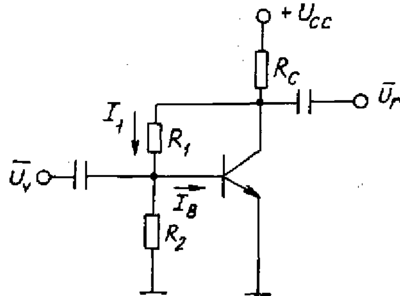
Ưu điểm cơ bản của bộ nguồn không dùng biến áp nguồn là kích thước và trọng lượng nhỏ (giảm 25% ÷ 40% so với bộ nguồn thông thường) khâu lọc nhỏ, không cần dùng các phần tử tỏa nhiệt, hiệu suất cao.

Trong bộ nguồn này thường dùng mạch ổn áp xung, trong đó tranzistor khóa phải có điện áp ngược cho phép lớn (cỡ vài trăm volt đến 1kV). Tụ lọc nguồn phải là tụ đặc biệt có điện trở trong rất nhỏ.

Với công nghệ tiên tiến có thể chế tạo các tranzistor có điện áp ngược cho phép lớn và các điot có thời gian đóng mở ngắn thì bộ nguồn không dùng biến áp ngày càng được dùng nhiều và trở thành một trong những xu hướng được quan tâm trong lĩnh vực cung cấp nguồn.

BÀI TẬP

Bài tập 1. Cho sơ đồ bộ khuếch đại trên hình 1, biết :



Hình 1

- Dòng colecto ở chế độ tĩnh I_{co} = 100 μA
- Điện thế colecto U_{cEo} = 2 V
- Điện áp nguồn cung cấp U_{cc} = 12 V
- Hệ số khuếch đại dòng một chiều của transistor B_N = 125
- Điện trở ra của transistor r_{cE} = 150 kΩ

Tính :

a. Giá trị các linh kiện trong mạch ;

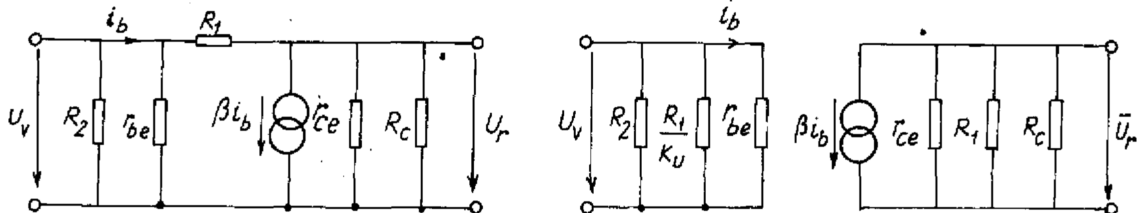
b. Hệ số khuếch đại K_u ;

c. Trở kháng vào của sơ đồ Z'_v ;

d. Trở kháng ra của sơ đồ Z_r.

Giải.

Vẽ sơ đồ tương đương (hình 2)



Hình 2. Sơ đồ tương đương của mạch điện trên hình 1 :

a) Sơ đồ tương đương chính tắc ;

b) sơ đồ tương đương của a).

a. Tính giá trị các linh kiện trong mạch :

$$R_c = \frac{U_{Rc}}{I_{co}} = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_{co}} = \frac{12V - 2V}{100\,\mu A} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$I_{Bo} = \frac{I_{co}}{B_N} = \frac{100\mu A}{125} = 0{,}8 \ \mu\text{A}$$

Chọn R_2 = 1 MΩ

Biết U_{BEo} = 0,6 V

Dòng qua R_2 : $$I_2 = \frac{U_{BEo}}{R_2} = \frac{0{,}6}{10^6} = 0{,}6 \ \mu\text{A}.$$

Dòng qua R_1 : $I_1 = I_{Bo} + I_2 = 1{,}4 \ \mu\text{A}$

$$R_1 = \frac{U_{CE0} - U_{BE0}}{I_1} = \frac{2-0,6}{1,4} = \frac{1,4V}{1,4\mu A} = 1\ \text{M}\Omega$$

b. Tính hệ số khuếch đại điện áp K_u : Vì $R_1 >> r_{ce}, R_c$, nên

$$K_u \approx -S(R_c // r_{ce}) = -\frac{\beta(R_c // r_{ce})}{r_{be}} \approx \frac{B_N(R_c // r_{ce})}{r_{be}} = -150$$

c. Tính trở kháng vào của sơ đồ; Theo biểu thức (4.38b) tính được:

$$Z_v = r_{ce} // \frac{R_1}{K_u} // R_2 = 50\ \text{k}\Omega // \frac{1M\Omega}{150} // M\Omega = 5,8\ \text{k}\Omega$$

d. Tính trở kháng ra của sơ đồ, theo biểu thức (4.39) tính được:

$$Z_r = r_{ce} // R_1 // R_c = 150\ \text{k}\Omega // 1\ \text{M}\Omega // 100\ \text{k}\Omega \approx 56,6\ \text{k}\Omega\ .$$

Bài tập 2. Cho bộkhuếch đại trên hình 3. Giả thiết điện áp dư $U_{CER} = 0$, cho biết:

$U_{BEo} = 0,5$ V ; $r_{be} = 1$ kΩ ; $r_{ce} = \infty$

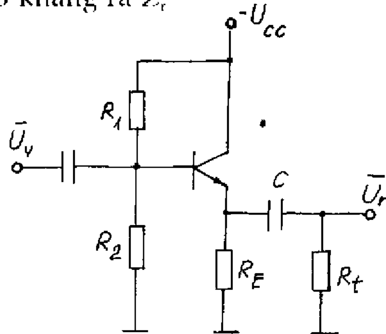
$R_1 = R_2 = 20$ kΩ ; $R_E = 1$ kΩ ; $\beta = 100$

Tính:

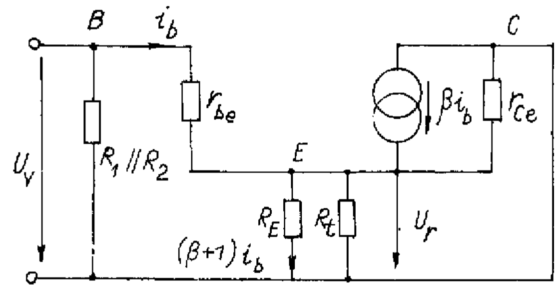
a. Hệ số khuếch đại áp K_u;

b. Trở kháng vào Z_v

c. Trở kháng ra Z_r



Hình 3



Hình 4.

Giải

Vẽ sơ đồ tương đương trên hình 4.

a. Hệ số khuếch đại điện áp:

$$K_{u\ R_t=\infty} = \frac{R_E(1+\beta)}{r_{be} + R_E(1+\beta)} = \frac{1(1+100)}{1+1(1+100)} = 1$$

b. Trở kháng vào của sơ đồ:

$$Z_v = [r_{be} + R_E(1+\beta)] // R_1 // R_2 \approx 100\ \Omega // 20\ \ \Omega // 20\ \ \Omega \approx 10\text{k}\Omega$$

c. Trở kháng ra, theo (4.56) ta có:

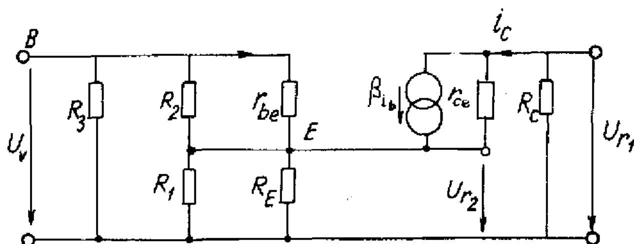
$$Z_r = \frac{r_{be}}{\beta+1} //\ R_E\ // r_{ce} = \frac{1}{101} // 1 \approx 10\ \Omega$$

Bài tập 3. Cho bộ khuếch đại mắc theo sơ đồ Bootstrap trên **hình** 5

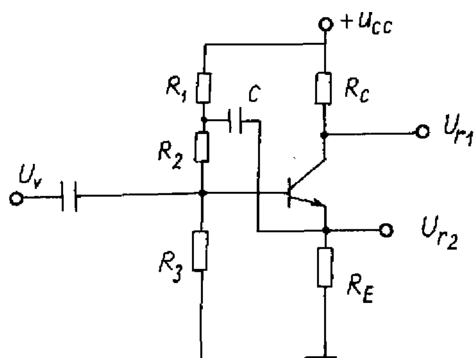
a. Vẽ sơ đồ tương đương

b. Tính trở kháng vào của mạch, cho biết $R_1 = r_2 = 20$ kΩ ; $R_3 = 20$ kΩ, $R_E = 1$ kΩ ; $r_{be} = 1$ kΩ ; $\beta = 100$.

c. So sánh với trở kháng vào của sơ đồ trên hình 3 trong bài tập 2 và nhận xét.



Hình 6



Hình 5

Giải.

a. Sơ đồ tương đương : **hình 6**.

b. Trở kháng vào của transistor :

$$Z_v = r_{be} + (\beta + 1)R_E$$

(Vì $R_1 >> R_E$ và $R_2 >> r_{be}$, do đó bỏ qua R_1 và R_2).

Trở kháng vào của sơ đồ :

$$Z'_v = Z_v \;//\; R_3 \approx \beta R_E \;//\; R_3 = \frac{100.10^3.20.10^3}{120.10^3} \approx 16 \text{ k}\Omega.$$

c. So với trở kháng vào của sơ đồ trên hình 3 thì trở kháng vào của sơ đồ này lớn gấp 1,6 lần (theo biểu thức 1)

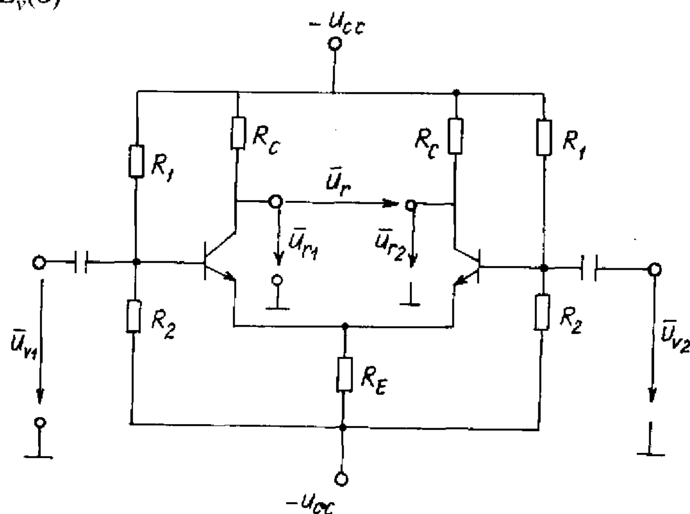
$$\frac{Z'_v(5)}{Z'_v(3)} = \frac{16k\Omega}{10k\Omega} = 1,6 \qquad (3\text{–}1)$$

Trong đó : $Z'_{v(5)}$ là trở kháng vào của sơ đồ trên hình 5; $Z'_{v(3)}$ là trở kháng vào của sơ đồ trên hình 3.

Nhận xét : Nhờ mắc theo sơ đồ Bootstrap, nên đã tăng được trở kháng vào.

Bài tập 4. Cho bộ khuếch đại vi sai (hình 7)

a) Xác định các quan hệ sau đây :



Hình 7

$$\overline{u}_{r1} = f[(\overline{u}_{v1} + \overline{u}_{v2}) ; (\overline{u}_{v1} - \overline{u}_{v2})]$$

$$\overline{u}_{r2} = f[(\overline{u}_{v1} + \overline{u}_{v2}) ; -(\overline{u}_{v1} - \overline{u}_{v2})]$$

$$\overline{u}_{r} = f(\overline{u}_{v1} - \overline{u}_{v2}) = f(u_d)$$

b) Có thể giảm hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha bằng cách nào ?

Giải.

a) Vẽ sơ đồ tương đương trên hình 8, từ đó viết được các biểu thức sau đây :

$$\overline{u}_{v1} = r_{be1}\overline{i}_1 + (\beta + 1)R_E(\overline{i}_1 + \overline{i}_2) \qquad (4-1)$$

$$\overline{u}_{v2} = r_{be2}\overline{i}_2 + (\beta + 1)R_E(\overline{i}_1 + \overline{i}_2) \qquad (4-2)$$

$$\overline{u}_{r1} = -\beta\overline{i}_1 R_{c1} = -\beta\overline{i}_1 R_c \qquad (4-3)$$

$$\overline{u}_{r2} = -\beta\overline{i}_2 R_{c2} = -\beta\overline{i}_2 R_c \qquad (4-4)$$

$$\overline{u}_r = \overline{u}_{r1} - \overline{u}_{r2} \qquad (4-5)$$

Giả thiết $r_{be1} = r_{be2} = r_{be}$

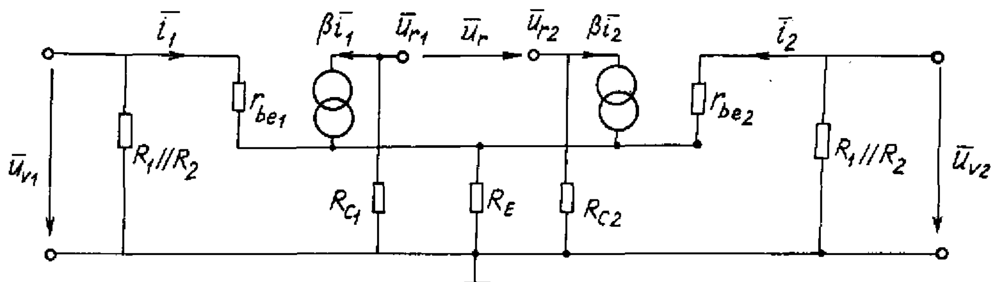
Từ (4-3) và (4-4) suy ra :

$$\overline{i}_1 = \frac{\overline{u}_{r1}}{\beta R_c} \quad \text{và} \quad \overline{i}_2 = \frac{\overline{u}_{r2}}{\beta R_c}$$

Thay $\overline{i}_1$ và $\overline{i}_2$ vào (4-1) và (4-2), từ đó suy ra :

$$\overline{u}_{v1} + \overline{u}_{v2} = (-\overline{u}_{r2} - \overline{u}_{r1})\left[\frac{r_{be} + 2(\beta + 1)R_E}{\beta R_c}\right] \qquad (4-6)$$

$$\overline{u}_{v1} - \overline{u}_{v2} = (\overline{u}_{r2} - \overline{u}_{r1})\frac{r_{be}}{\beta R_c} \qquad (4-7)$$



Hình 8

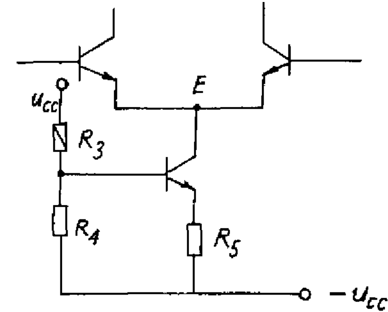
Từ (4-6) và (4-7) rút ra $(\overline{u}_{r2} - \overline{u}_{r1})$ và $(\overline{-u}_{r2} - \overline{u}_{r1})$, sau đó lập tổng và hiệu của chúng, ta có :

$$\overline{u}_{r2} = -\frac{1}{2}\frac{\beta R_c}{r_{be} + 2(\beta + 1)R_E}(\overline{u}_{v1} + \overline{u}_{v2}) + \frac{1}{2}\frac{\beta R_c}{r_{be}}(\overline{u}_{v1} - \overline{u}_{v2})$$

$$\overline{u}_{r1} = -\frac{1}{2}\frac{\beta R_c}{2r_{bc} + 2(\beta + 1)R_E}(\overline{u}_{v1} + \overline{u}_{v2}) - \frac{1}{2}\frac{\beta R_c}{r_{bc}}(\overline{u}_{v1} - \overline{u}_{v2})$$

Từ đó suy ra $\overline{u}_r = \overline{u}_{r1} - \overline{u}_{r2} = -\frac{\beta R_c}{r_{bc}}(\overline{u}_{v1} - \overline{u}_{v2})$

Nhận xét : $\overline{u}_r$ chỉ phụ thuộc vào hiệu các điện áp vào $(\overline{u}_{v1} - \overline{u}_{v2})$ trong khi $\overline{u}_{r1}$ và $\overline{u}_{r2}$ là điện áp ra trên mỗi transistor không những chỉ phụ thuộc vào hiệu các điện áp vào $(\overline{u}_{v1} - \overline{u}_{v2})$ mà còn phụ thuộc vào điện áp đồng pha $(\overline{U}_{v1} + \overline{U}_{v2})$..



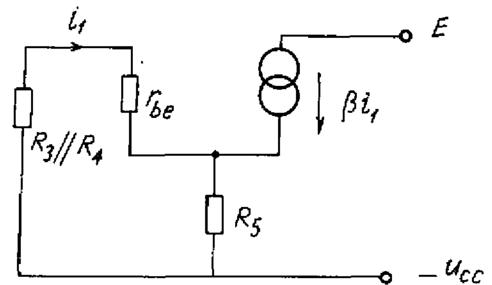
Hình 9

b) Hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha theo bảng 4.5 được xác định như sau đối với mỗi transistor :

$$K_{cm} = \frac{-\beta R_c}{r_{bc} + 2(1 + \beta)R_E} \qquad (4\text{-}8)$$

Để giảm K_{cm} có thể tăng R_E hoặc giảm R_c. Thường thay R_E bởi một nguồn dòng (có trở kháng trong lớn) như trên hình 9.

Để tính trở kháng tương đương của nguồn dòng, dùng sơ đồ tương đương như trên hình 10.



Hình 10

$$Z_{\text{tương đương}} = Z_r = \frac{\overline{u}_{rh}}{\overline{i}_{ng}} = \infty$$

Trong sơ đồ này R_E được thay thế bởi một nguồn dòng có trở kháng tương đương gần như vô hạn. Nếu coi transistor là lý tưởng thì hệ số khuếch đại đồng pha xác định theo (4-8) xấp xỉ bằng "không".

Bài tập 5. Cho sơ đồ bộ khuếch đại công suất hình 11. Giả thiết tranzistor lý tưởng ($U_{CER} = 0$ và $I_{CEO} = 0$). Cho biết $\beta = 100$, $R_c = 1$ kΩ và $r_{bc} = 5$ kΩ, yêu cầu điện áp xoay chiều trên R_c có biên độ $U_{Rc} = 10$ V.

a. Vẽ họ đặc tuyến ra $I_c = f(U_{CE})$ của tranzistor cho những giá trị I_B khác nhau tương ứng với $I_c = (5 ; 10 ; 15 ; 20)$ mA.

b. Xác định giá trị của R_B với giả thiết mạch làm việc ở chế độ có công suất ra lớn nhất.

c. Vẽ đặc tuyến tải.

d. Tính công suất cung cấp, công suất trên R_c, công suất tổn hao trên tranzistor cho các trường hợp : không có tín hiệu vào và có tín hiệu vào.

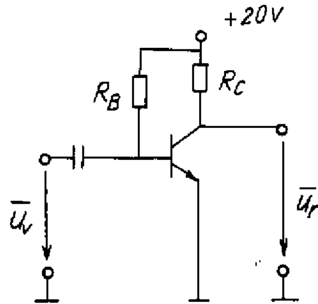
e. Tính hiệu suất của mạch ở chế độ động.

Giải.

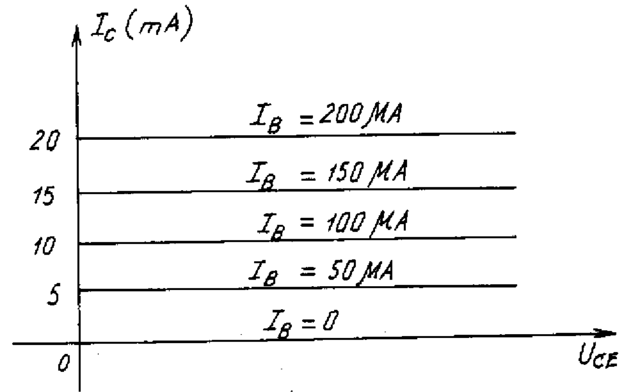
a. Vì tranzistor lý tưởng, nên họ đặc tuyến ra song song với nhau và song song với trục hoành.

Biết rằng $\beta = 100$; $I_c = (5 ; 10 ; 15 ; 20)$ mA ; nên theo biểu thức $I_B = \frac{I_c}{\beta}$, ta tính được $I_B = (50 ; 100 ; 150 ; 200)$ μA.

Từ kết quả đó, có thể vẽ được họ đặc tuyến ra trên hình 12.



Hình 11

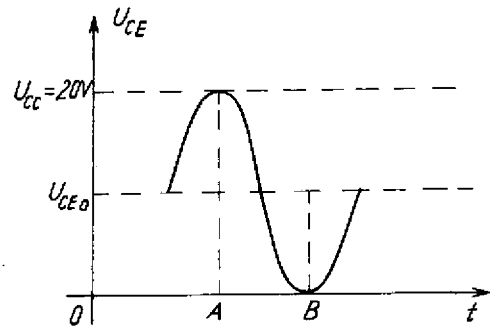


Hình 12

b. Để mạch có công suất ra lớn nhất, điện áp colecto của tranzistor ở chế độ U_{CEo} phải bằng một nửa điện áp nguồn cung cấp (xem hình 13).

Điểm *A* trên hình 13 ứng với điểm bắt đầu mở của tranzistor, còn điểm *B* ứng với điểm bắt đầu bão hòa, do đó :

$$U_{CEo} = 10 \text{ V}$$



Hình 13

$$I_{co} = \frac{U_{cc} - U_{CEo}}{R_c} = \frac{20 - 10}{10^3} = 10^{-2} A = 10 \text{ mA}$$

$$I_{Bo} \approx \frac{I_{Co}}{\beta} = \frac{10^{-2}}{100} = 10^{-4} \text{A} = 100 \ \mu\text{A}$$

$$U_{BEo} = r_{be} \, I_{Bo} = 5.10^3.10^{-4} = 0{,}5 \text{ V}$$

Áp dụng định luật ôm cho mạch bazo ; ta có :

$$U_{cc} = I_{Bo} \, R_B + U_{BEo} \,.$$

Do đó

$$R_B = \frac{U_{cc} - U_{BEo}}{I_{Bo}} = \frac{20 - 0{,}5}{10^{-4}} = 19{,}5.10^4 \ \Omega \approx 200 \text{ k}\Omega$$

c. Đặc tuyến tải có dạng :

$$I_{cc} = I_c R_c + U_{CE}$$

Khi $I_c = 0$ thì $U_{CE} = U_{cc} = 20$ V

Khi $U_{CE} = 0$ thì $I_c = \dfrac{U_{cc}}{R_c} = \dfrac{20}{10^3} = 20$ mA

Từ kết quả đã tính, vẽ đặc tuyến tải trên hình 14.

d.

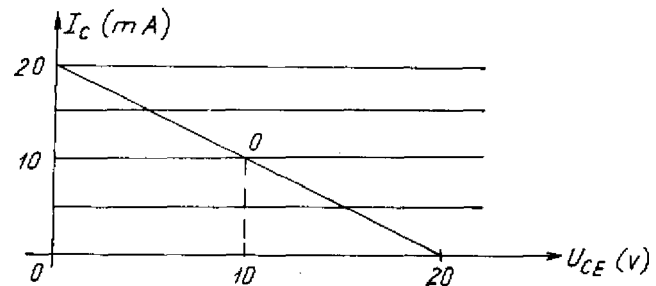
* Trường hợp không có tín hiệu vào :

– Công suất cung cấp : $P_0 = I_{co}U_{cc} = 10^{-2}.20 = 0,2$ W

– Công suất trên R_c :

$P_{RCo} = U_{Rc}.I_{Co} = 10.10^{-2} = 0,1$ W

– Công suất tổn hao trên tranzistor ở chế độ tĩnh : $P_{To} = U_{CEo}.I_{co} = 10.10^{-2} = 0,1$ W.



Hình 14

* Trường hợp có tín hiệu vào :

– Công suất cung cấp : Giả thiết bỏ qua dòng điện qua R_B và nguồn cung cấp là nguồn ổn áp. Dòng tức thời trên colecto :

$$i_c(t) = I_{co} + \widehat{I}_{c1}\sin\omega t = 10^{-2} + 10^{-2}\sin\omega t = 10^{-2}(1+\sin\omega t)$$

Do đó

$$P_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} U_{cc}i_c(t)\,dt = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} 20.10^{-2}(1+\sin\omega t)d\omega t = \frac{0,2}{2\pi}\Big|_0^{2\pi} = 0,2W$$

– Công suất tức thời trên R_c :

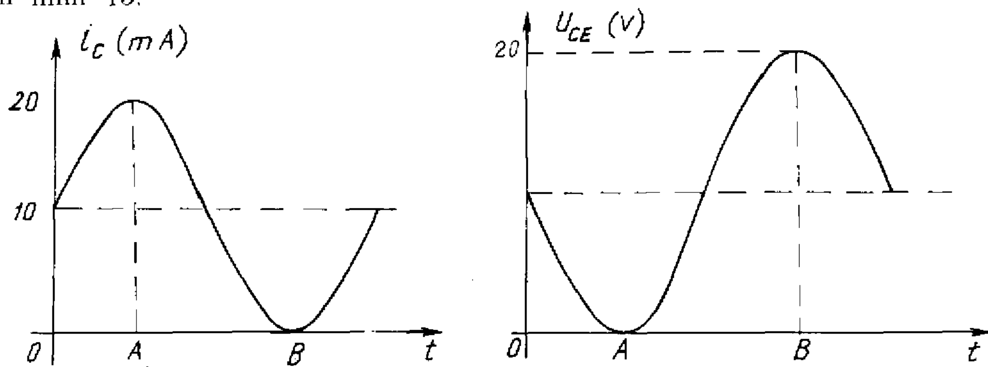
$$P_{(t)} = U_{(t)}\ i_{(t)} = R_c\ i^2(t)$$

– Công suất hiệu dụng trên R_c :

$$P_{Rc} = \frac{R_c}{2\pi}\int_0^{2\pi}[10^{-2}(1+\sin\omega t)]^2 d\omega t = \frac{10^3.10^{-2}}{2\pi}\int_0^{2\pi}(1+2\sin\omega t+\sin^2\omega t)d\omega t$$

$$= \frac{0,1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\left(1+2\sin\omega t+\frac{1-\cos 2\omega t}{2}\right)d\omega t = \frac{0,1}{2\pi}.3\pi = 0,15W$$

– Công suất tổn hao trên tranzistor : Để tính, vẽ đồ thị thời gian $i_c(t)$ và $U_{CE}(t)$ như trên hình 15.



Hình 15

Tại A, i_c cực đại ứng với tranzistor làm việc ở trạng thái bão hòa, do đó U_{CE} = 0. Ngược lại, tại B, i_c cực tiểu, tranzistor ngắt, do đó U_{CE} = 20 V ứng với giá trị cực đại. Từ đó suy ra :

$$i_c(t) = 10^{-2}(1 + \sin\omega t) \text{ và}$$

$$u_{CE}(t) = 10\ (1 - \sin\omega t)$$

Do đó công suất tổn hao trong tranzistor :

$$P_T = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_c(t)u_{CE}(t)d\omega t = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} 0{,}01(1 + \sin\omega t).10(1 - \sin\omega t)d\omega t =$$

$$= \frac{0{,}1}{2\pi}\int_0^{2\pi} (1 - \sin^2\omega t)d\omega t = 0{,}05 \text{ W}.$$

Hoặc có thể dùng công thức đơn giản :

$$P_T = P_o - P_{Rc} = 0{,}2 - 0{,}15 = 0{,}05 \text{ W}$$

e. Hiệu suất :

$$\eta = \frac{P}{P_o} = \frac{P_{Rc} - P_{Rco}}{P_o} = \frac{0{,}15 - 0{,}1}{0{,}2} = \frac{0{,}5}{0{,}2} = 25\%$$

Nhận xét :

- Hiệu suất của sơ đồ thấp.
- Công suất cung cấp của mạch không đổi kể cả ở chế độ động và chế độ tĩnh.
- Công suất tổn hao trên tranzistor ở chế độ tĩnh lớn gấp đôi ở chế độ động (có tín hiệu vào)

Bài tập 6. Cho sơ đồ bộ khuếch đại tải biến áp trên hình 16. Giả thiết tranzistor lý tưởng, tức U_{CER} = 0 và I_{CEo} = 0. Cho β = 100 ; r_{be} = 5 kΩ và I_{co} = 10 mA.

a. Vẽ đường tải tĩnh và đường tải động tối ưu sao cho tín hiệu ra không méo.

b. Xác định độ dốc m của đường tải động và tính hệ số biến áp m tương ứng.

c. Tính hiệu suất của mạch.

d. Tính công suất tổn hao trên tranzistor ở chế độ tĩnh và ở chế độ động.

Giải.

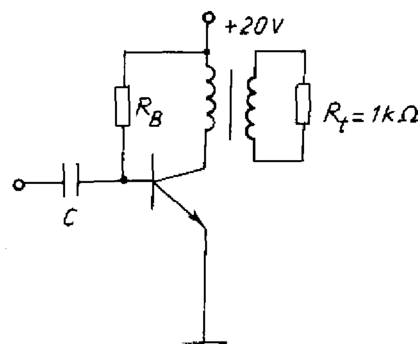
a. Phương trình đường tải :

$$U_{cc} = R_cI_c + U_{CE} ;$$

Ở chế độ tĩnh R_c = 0 (biến áp lý tưởng) do đó U_{CE} = 20 V.

Mặt khác, đường tải đi qua điểm tĩnh "O" ứng với I_{Co} = 10 mA.

Vậy đường tải tĩnh song song với trục tung của hệ tọa độ (hình 17). Đường tải động cũng đi qua điểm tĩnh "O". Để có đường tải động cực đại thì điện áp về cả hai phía của U_{CEo} phải



Hình 16

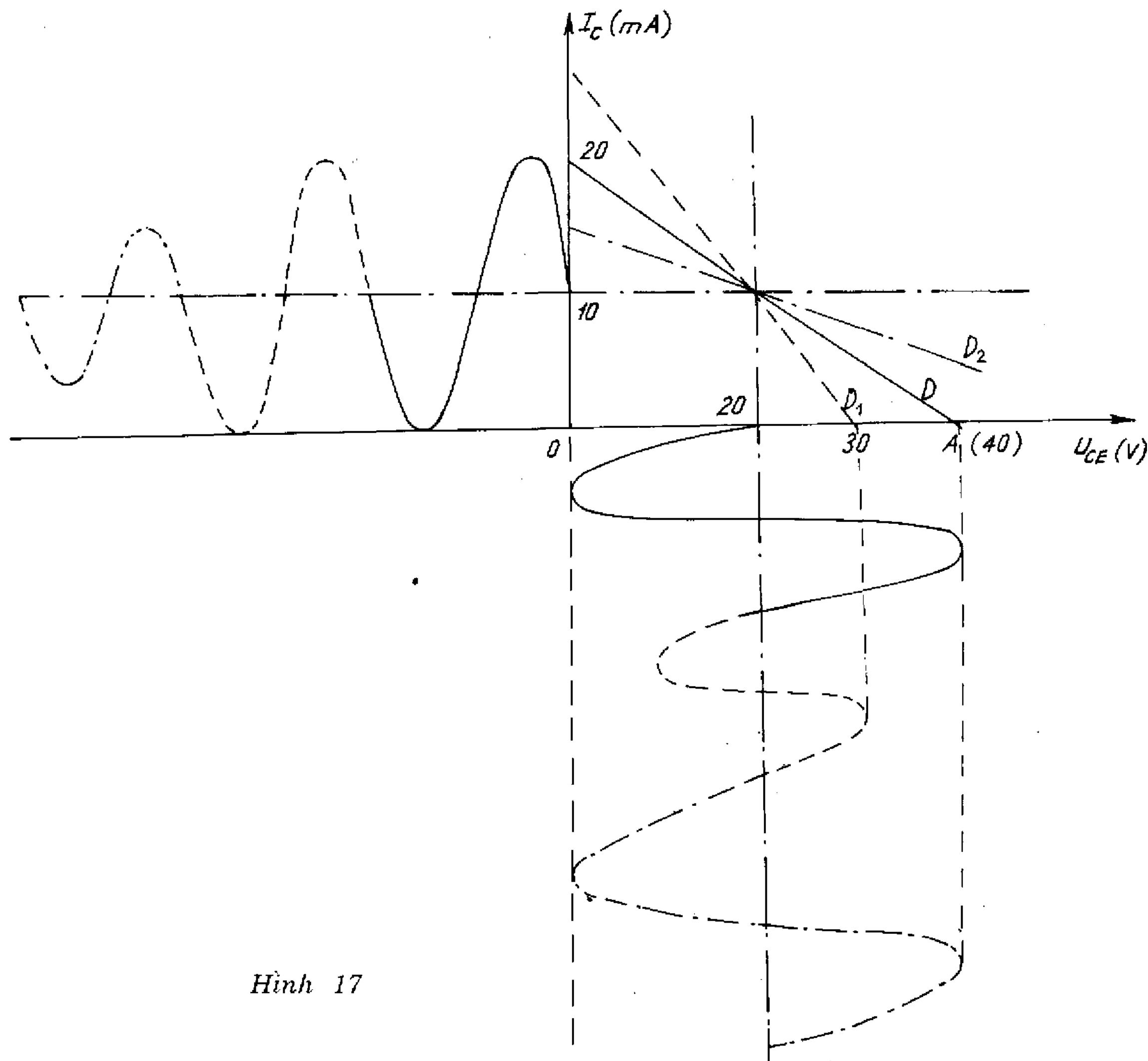
bằng nhau. Do đó giới hạn bên phải của đường tải động ứng với $U_{CE} = 40$ V. Vậy đường tải động đi qua điểm A ($I_c = 0$; $U_{CE} = 40$ V) và điểm "O" (đường D trên hình 17). Dễ dàng thấy rằng, đường tải này tương ứng với công suất ra cực đại.

Thật vậy, để không méo, ta có :

Đường D : $U_{CEmax} = 20$ V ; $I_{cmax} = 10$ mA

Đường D_1 : $U_{CEmax} < 20$ V ; $I_{cmax} = 10$ mA

Đường D_2 : $U_{CEmax} = 20$ V ; $I_{cmax} < 10$ mA



Hình 17

b. Độ dốc đường tải động tỷ lệ nghịch với điện trở động $R_đ$ xác định theo biểu thức (10).

$$R_đ = \frac{U_{CEmax}}{I_{cmax}} = \frac{40}{20.10^{-3}} = 2 \text{ k}\Omega \quad (10)$$

Ngoài ra

$$R_đ = \frac{R_t}{m^2} \text{ , do đó m } = \sqrt{\frac{R_t}{R_đ}} = \sqrt{\frac{10^3}{2.10^3}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,7$$

c. $$\eta = \frac{P_{Rt}}{P_o}.$$

Trong đó $P_o = U_{cc}\ I_{co} = 20.10^{-2} = 0,2$ W

Giả thiết biến áp lý tưởng, do đó

$$P_{Rt} = P_{Rd} = U_{hd}\ I_{hd} =$$

$$\frac{U_{CEmax}}{\sqrt{2}}.\frac{I_{cmax}}{\sqrt{2}} = \frac{20}{\sqrt{2}}.\frac{10^{-2}}{\sqrt{2}} = 0,1W$$

Trong đó U_{hd}, I_{hd} lần lượt là điện áp và dòng điện hiệu dụng. Vậy

$$\eta = \frac{0,1}{0,2} = 0,5 = 50\%.$$

d. Công suất tổn hao trong tranzistor :

- Khi không có tín hiệu vào :

$$P_{To} = U_{CEo}\ I_{Co} = U_{CC}.I_{Co} = 20.10^{-2} = 0,2\ W$$

- Khi có tín hiệu vào :

$$P_T = P_o - P_{Rt} = 0,2W - 0,1W = 0,1W.$$

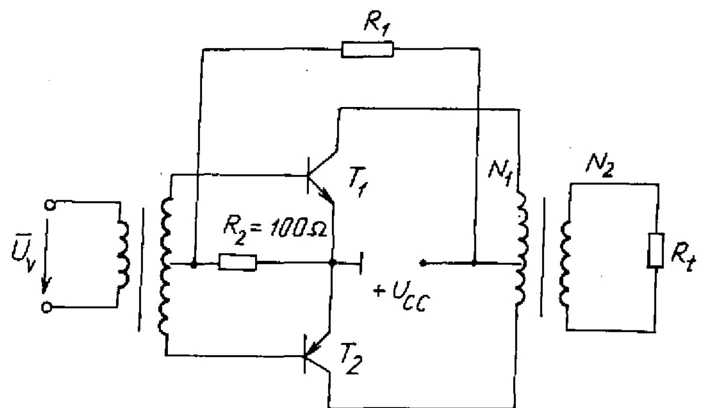
Bài tập 7. Cho tầng khuếch đại công suất mắc theo sơ đồ đẩy kéo song song trên hình 18.

Giả thiết tranzistor lý tưởng, tức $U_{CER} = 0$ và $I_{CEo} = 0$.

Cho biết $U_{CC} = 20V$.

a. Tính R_1 sao cho sơ đồ làm việc ở chế độ B ;

b. Cho $R_1 = 200\ \Omega$, hệ số biến áp $m = 0,35$ và N_1 là số vòng của cuộn sơ cấp biến áp. Hãy vẽ đường tải của 2 tranzistor và tính hiệu suất của sơ đồ.



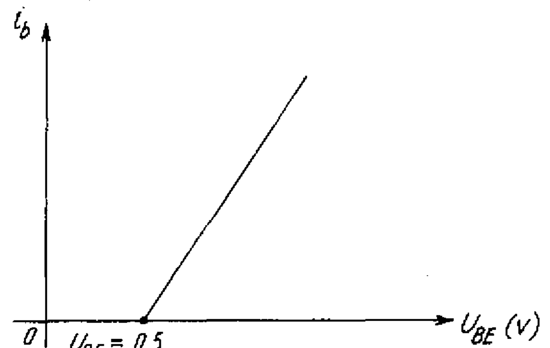
Hình 18

Giải.

a. Ở chế độ B góc cắt $\theta = \frac{\pi}{2}$. Thiên áp phải đảm bảo sao cho điểm làm việc tĩnh nằm trên ranh giới giữa dẫn và ngắt của tranzistor, nghĩa là ứng với $U_{BEo} = 0,5V$ và $I_{Bo} = 0$ (hình 19).

Vì biến áp vào lý tưởng, nên điện trở cuộn thứ cấp biến áp bằng không.

Điện áp trên R_2 là $U_{R2} = U_{BEo} = 0,5$ V.



Hình 19

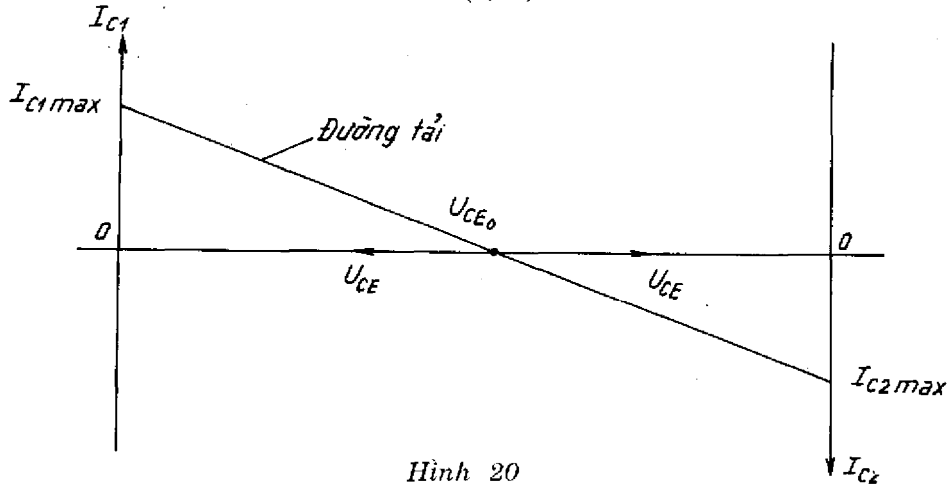
Do đó :

$$\frac{R_2}{U_{BEo}} = \frac{R_1 + R_2}{U_{cc}} \Rightarrow \frac{100}{0,5} = \frac{R_1 + 100}{20}$$

$$R_1 = 3,9 \ k\Omega$$

b. Ở điểm tĩnh $U_{CEo} = 20V$ và $I_{Co} = 0$ (xem hình 20). Do đó điện trở phản ảnh về một nửa cuộn sơ cấp của biến áp ra :

$$R'_{t(1)} = \frac{R_t}{4m^2} = \frac{200}{4(0,35)^2} \approx 400 \ \Omega$$



Hình 20

Vì độ dốc đường tải tỷ lệ nghịch với điện trở tương đương, nên dòng cực đại trong mỗi tranzistor :

$$I_{cmax} = \frac{U_{cc}}{R'_{t(1)}} = \frac{20}{400} = 50 \ mA$$

Căn cứ vào kết quả này vẽ được đường tải trên hình 20.

- Công suất ra :

$$P = \frac{U_{CE} I_c}{2} = \frac{U_{CEmax} I_{cmax}}{2} = \frac{20.50.10^{-3}}{2} = 0,5W$$

- Công suất cung cấp :

$$P_o = U_{CC} I_{tb} = U_C \frac{I_{cmax}}{\pi/2} = 20 \frac{50.10^{-3}}{\pi/2} = \frac{2}{\pi} = 630mW$$

Trong đó I_{tb} là dòng điện trung bình của một tranzistor, chính là dòng một chiều.

- Hiệu suất :

$$\eta = \frac{P}{P_o} = \frac{0,5\pi}{2} = 0,78$$

Bài tập 8. Cho tầng khuếch đại công suất mắc theo sơ đồ đẩy kéo nối tiếp trên hình 21. Giả thiết các tranzistor lý tưởng. Cho biết $U_{BE} = U_{DT} = 0,5$ V.

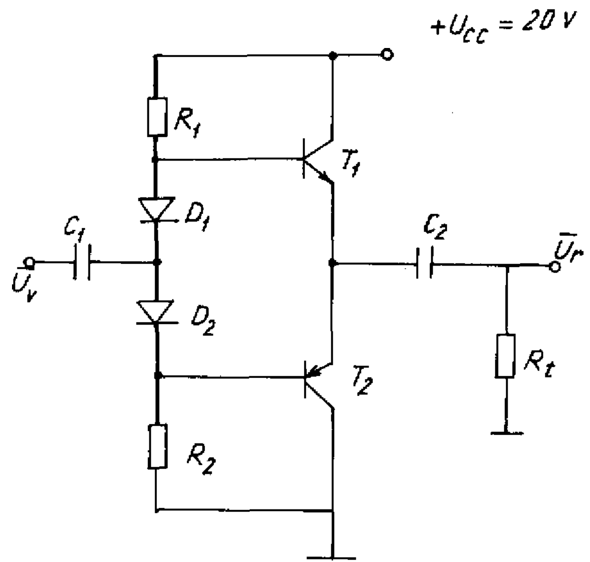
Thiên áp cho tranzistor được thực hiện sao cho đạt được biên độ tín hiệu ra cực đại không có méo. Tụ C_1, C_2 có trị số đủ lớn để đảm bảo trở kháng của chúng

xấp xỉ không tại tần số làm việc.

a. Giải thích nguyên lý làm việc của sơ đồ.

b. Tính R_1, R_2 sao cho dòng phân cực qua chúng là 1 mA.

c. Cho R_t = 100Ω, tính công suất ra cực đại và hiệu suất (bỏ qua công suất tổn hao trong mạch thiên áp).



Hình 21

Giải.

a. Hai tranzistor trong sơ đồ mắc theo kiểu mạch lặp emito. Để có tín hiệu ra cực đại, điện áp trên mỗi emito :

$$U_E = \frac{U_{cc}}{2} = 10 \text{ V}$$

Do đó điện áp bazơ T_1 :

$$U_{BT1} = U_E + U_{BE1} = 10 + 0,5 = 10,5 \text{ V}$$

và điện áp bazơ T_2 :

$$U_{BT2} = U_E - U_{BE2} = 10 - 0,5 = 9,5 \text{ V}$$

C_2 được nạp đến trị số 10 V.

Khi $\overline{U}_v > 0$; T_2 ngắt, T_1 dẫn. Điện áp ra trên emito biến thiên theo điện áp vào. Điện áp trên tải biến thiên từ (0 ÷ 10)V, C_2 nạp điện. Khi $\overline{U}_v < 0$; T_2 dẫn, T_1 ngắt, C_2 phóng điện. Lúc này tụ C_2 đóng vai trò nguồn cung cấp cho T_2. Điện áp trên tải thay đổi từ 0 đến − 10 V.

Trong nửa chu kỳ âm của điện áp vào, năng lượng tích trữ trên tải rất nhỏ so với năng lượng tích trữ trong C_2, khi $\overline{U}_v < 0$, C_2 phóng điện chậm, do đó điện áp trên C_2 hầu như không đổi.

b. Tính R_1, R_2 :

$$R_1 = R_2 = \frac{U_{R1}}{I} = \frac{\frac{U_{cc}}{2} - U_{DT}}{I} = \frac{10 - 0,5}{10^{-3}} = 9,5 \text{ k}\Omega$$

c. Công suất ra và hiệu suất :

$$P = \frac{U_{hd}^2}{R_t} = \frac{\left(\frac{10}{\sqrt{2}}\right)^2}{10^2} = 0,5W$$

Dòng cung cấp chỉ có trong nửa chu kỳ dương của điện áp vào và có giá trị cực đại :

$$I_{Comax} = \frac{U_{cc}/2}{R_t} = \frac{10}{100} = 0,1A = 0,1 \text{ A}$$

Do đó công suất cung cấp :

$$P_o = U_{cc} I_{tb} = U_{cc} \cdot \frac{I_{Comax}}{\pi} = \frac{2}{\pi} W$$

Hiệu suất :

$$\eta = \frac{P}{P_o} = \frac{0,5\pi}{2} = 0,78 = 0,78.$$

Bài tập 9. Cho sơ đồ bộ khuếch đại trên hình 22.

Cho biết : $R_1 = 3,3 \text{ k}\Omega$

$R_2 = 12 \text{ k}\Omega$

$R_3 = 1,8 \text{ k}\Omega$

$R_4 = R_n = R_t = 10 \text{ k}\Omega$

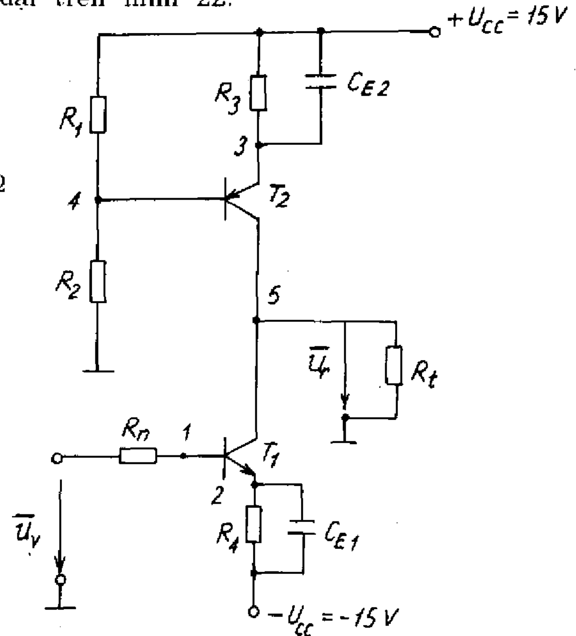
$\beta_{T1} = 500$

$\beta_{T2} = 150$

a. Tính điện thế các điểm : 1, 2, 3, 4, 5.

b. Tính điện trở vào và điện trở ra.

c. Xác định xem đây là loại sơ đồ khuếch đại nào, và tính hệ số khuếch đại K_u của mạch.



Hình 22

Giải.

a. Lập phương trình dòng điện nút cho nút (4) và (3) :

$$\frac{U_{cc} - U_4}{R_1} - \frac{U_4}{R_2} + I_{B2} = 0 \quad (9\text{-}1)$$

$$\frac{U_{cc} - U_3}{R_3} - (1 + \beta_{T2}) I_{b2} = 0 \quad (9\text{-}2)$$

$$U_4 = U_3 - U_{BET2} = U_3 - 0,6 \quad (9\text{-}3)$$

Thay (9-3) vào (9-2) và chuyển vế, ta có :

$$I_{b2} = \frac{U_{cc} - U_4 - 0,6}{R_3(1 + \beta_{T2})} \quad (9\text{-}4)$$

Thay (9-4) vào (9-1) :

$$\frac{U_{cc} - U_4}{R_1} - \frac{U_4}{R_2} + \frac{U_{cc} - U_4 - 0,6}{R_3(1 + \beta_{T2})} = 0 \quad (9\text{-}5)$$

Từ (9-5) rút ra :

$$U_4 = \frac{R_2U_{cc}[R_1 + R_3(1+\beta_{T2})] + 0{,}6R_1R_2}{(1+\beta_{T2})R_3(R_2+R_1) + R_1R_2} \qquad (9\text{-}6)$$

Thay số vào tính được : $U_4 = 11{,}8$ V

Thay vào (9-3) tính được : $U_3 = U_4 + 0{,}6$ V $= 12{,}4$ V

Theo sơ đồ, xác định được :

$$U_2 = -U_{CC} + R_4I_{E1} \qquad (9\text{-}7)$$

$$I_{E1} = (1+\beta_{T1})\,I_{B1} = (1+\beta_{T1})\frac{I_{c1}}{\beta_{T1}} \qquad (9\text{-}8)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \beta_{T2}\,I_{B2} = \beta_{T2}\frac{U_{cc} - U_4 - 0{,}6}{R_3(1+\beta_{T2})}$$

$$= 150\,.\,\frac{15 - 11{,}8 - 0{,}6}{1{,}8.10^3.151} \approx 1{,}434 \text{ mA} \qquad (9\text{-}9)$$

Thay (9-9) vào (9-8) : $I_{E1} \approx I_{C1} = 1{,}434$ mA

Do đó theo (9-7) ta có :

$$U_2 = -15 + 10^4.1{,}434.10^{-3} \approx -0{,}66 \text{ V}$$

$$U_1 = U_2 + 0{,}6 = -0{,}66 + 0{,}6 = -0{,}06\text{V}$$

$$U_5 = 0.$$

b. $Z_v = Z_{VT1} = R_n + r_{beT1} = 10^4 + \beta_{T1}\left(\frac{U_T}{I_E}\right)$

$$= 10^4 + 500\frac{26.10^{-3}}{1{,}434.10^{-3}} = 10^4 + 0{,}9.10^4 = 19 \text{ k}\Omega$$

$$Z_r = \frac{r_{ce}.R_t}{r_{ce}+R_t} \approx R_t = 10 \text{ k}\Omega.$$

c. Đây là mạch đẩy kéo dùng tranzistor khác loại. Mỗi tranzistor chỉ làm việc trong 1/2 chu kỳ, do đó $K_{u1} = K_{u2}$

$$K_u = -SR_t = \frac{-\beta}{r_{be}}R_t$$

$$K_{u1} = \frac{-\beta_{T1}}{r_{be1}}R_t = -\frac{500}{9.10^3}10^4 = -555$$

$$K_{u2} = \frac{-\beta_{T2}}{r_{be2}}R_t = \frac{-150.10^4}{\beta_{T2}\,U_T/I_E} = \frac{150.10^4.1{,}434.10^{-3}}{150.26.10^{-3}} = -551.$$

Bài tập 10. Cho sơ đồ tầng khuếch đại công suất trên hình 23.

Cho biết $U_{cc} = \pm 15$V

Dòng colecto T_3 ở chế độ tĩnh :

$$I_{CT3} = 1 \text{ mA và } I_{BT*1}\ ;\ I_{BT*2} << I_{CT3}$$

Điện áp bazo-emito của tất cả các tranzistor và điện áp thông của tất cả các

diot bằng nhau và bằng 0,6V ;

$\beta_{T3} = 100$; dòng qua R_1, R_2

$I = 100 I_{BT3}$ và $R_t = 100\ \Omega$

a. Tính R_1, R_2, R_3 cho trường hợp công suất ra cực đại.

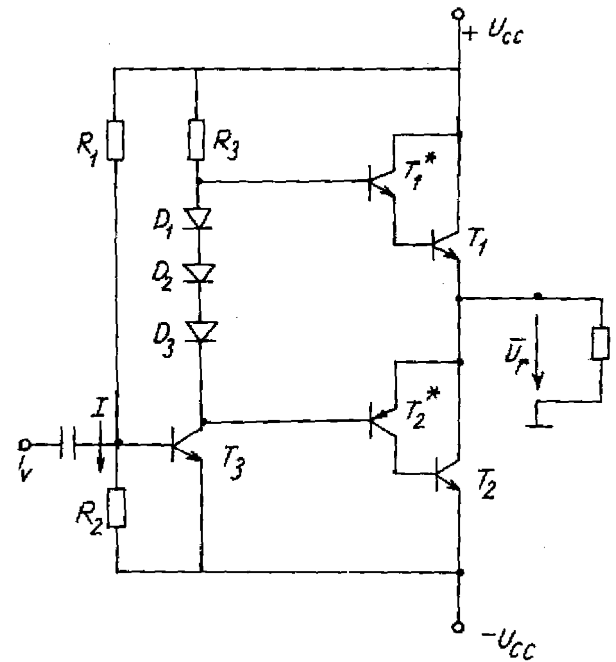
b. Tính công suất ra và hiệu suất của sơ đồ.

Giải.

a. Để có công suất ra cực đại thì $U_E = U_{cc} = 15V$

Do đó $U_{R3} = U_{cc} - 2U_{DT} = 15 - 2 \times 0,6V = 13,8\ V$

Ta suy ra $R_3 = \dfrac{U_{R3}}{I_{CT3}} = \dfrac{13,8}{10^{-3}} = 13,8\ k\Omega$.



Hình 23

$$I_{BT3} = \frac{I_{CT3}}{\beta_{T3}} = \frac{10^{-3}}{100} = 10^{-5}A$$

$$I = 100\ I_{BT3} = 100.10^{-5} = 10^{-3}A$$

$$R_1 + R_2 = \frac{2U_{cc}}{I} = \frac{30}{10^{-3}} = 30\ k\Omega$$

$$R_1 \approx \frac{2U_{cc} - 0,6}{I} = \frac{30 - 0,6}{10^{-3}} = 29,4\ k\Omega$$

$$R_2 = 0,6\ k\Omega$$

b. Công suất ra :

$$P_\sim = \frac{\left(\frac{U_E}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_t} = \frac{\left(\frac{15}{\sqrt{2}}\right)^2}{10^2} = 1,125W$$

– Công suất cung cấp P_o :

Dòng cung cấp chỉ có trong 1/2 chu kỳ dương của điện áp vào, do đó

$$I_{comax} = \frac{U_{cc}}{R_t} = \frac{15}{100} = 0,15\ A$$

Dòng trung bình :

$$I_{tb} = \frac{0,15}{\pi}\ ;$$

$$P_o = 2U_{cc}.I_{tb} = 30\ .\ \frac{0,15}{\pi} = 1,43\ W$$

- Hiệu suất :

$$\eta = \frac{P}{P_o} = \frac{1,125}{1,43} = 0,79 = 79\%$$

Bài tập 11. Cho sơ đồ bộ khuếch đại trên hình 24. Cho biết :

- Hệ số khuếch đại hiệu của bộ khuếch đại thuật toán (KĐTT) $K_{oo} = 2.10^5$
- Các tần số giới hạn của bộ khuếch đại thuật toán :

$$f_1 = 3\ kHz\ ;\ f_2 = 2\ MHz\ ;\ f_3 = 3,8\ MHz.$$

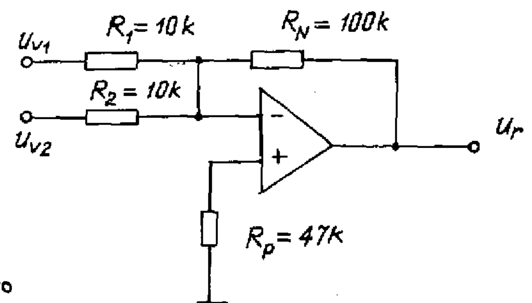
Tính :

a. Hệ số hồi tiếp của mạch K_{ht}.

b. Xác định sai số tương đối của hệ số khuếch đại của sơ đồ $\frac{\Delta K}{K}$ khi coi bộ KĐTT là lý tưởng ($K_{oo} = \infty$)

c. Cho biết trôi điện áp lệch không : $\Delta U_0 = 3\ \mu V/^0C$ và lượng trôi dòng lệch không: $\Delta I_0 = \pm 0,3\ nA/^0C$. Tính lượng trôi của điện áp ra ΔU_{ro}

d. Dùng mạch bù "điểm không", chọn tần số "điểm cực" $f_P = 10$ MHz. Xác định hệ số khuếch đại vòng K'_{vo} và dải tần làm việc B' của sơ đồ khi có bù.



Hình 24

Giải.

a.

$$K_{ht} = \frac{R_1 /\!/ R_2}{(R_1 /\!/ R_2) + R_N} = \frac{5}{5 + 100} = \frac{1}{21}$$

b. Theo (7.20) khi $K_o = 2.10^5$ ta có

$$\frac{1}{K} = \frac{1}{K_o} + \frac{1}{K'}\ ;\ \text{với } K' = \frac{R_N}{R_1 /\!/ R_2}\ \text{(khi coi } K_{oo} = \infty)$$

Từ (7.20) suy ra :

$$K' - K = \frac{KK'}{K_o},\ \text{do đó}$$

$$\frac{K' - K}{K} = \frac{\Delta K}{K} = \frac{K'}{K_o} = \frac{R_N/(R_1 /\!/ R_2}{K_o} = \frac{100/5}{2.10^5} = 10^{-4}$$

c. $\Delta U_{ro} = \pm\ \Delta U_o(1 + \frac{R_N}{R_1 /\!/ R_2}) \pm \Delta I_o R_N$

$$= \pm 3.10^{-6}\ (1 + \frac{100}{5}) \pm 0,3.10^{-9}.100.10^3$$

$$= \pm\ 63.10^{-6} \pm 30.10^{-6} = \pm\ 93.10^{-6}$$

d. Để xác định K'_{vo} và B' vẽ đồ thị Bode trên hình 25. Độ rộng dải tần của sơ đồ khi có bù : $B' = f_3 = 3{,}8$ MHz

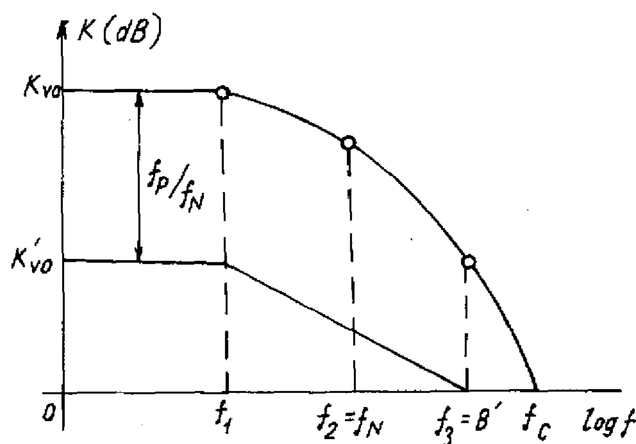
Hệ số khuếch đại vòng khi có bù (xem hình 25) :

$$K'_{vo}(\text{dB}) = K_{vo}(\text{dB}) - \frac{f_P}{f_N}\ (\text{dB})$$

hoặc

$$K'_{vo} = K_{vo}\frac{f_N}{f_p} = K_{oo}K_{ht}\frac{f_N}{f_p}$$

$$= 2.10^5\ \frac{1}{21}.\frac{2.10^6}{10^7} \approx 2.10^3$$



Hình 25

Bài tập 12. Cho bộ khuếch đại thuật toán với tham số sau :

– Hệ số khuếch đại hiệu $K_{oo} = 2.10^4$

– Các tần số giới hạn : $f_1 = 3$ kHz ; $f_2 = 2$MHz và $f_3 = 3{,}8$ MHz

Bộ khuếch đại đó được mắc theo kiểu mạch lặp điện áp

a. Dùng mạch bù 1 điểm cực để bù đặc tuyến tần số sao cho lượng dự trữ về pha $\varphi_K = 45^0$. Tính hằng số thời gian τ của mạch bù.

b. Nếu dùng mạch bù cực – không 2 khâu để bù sao cho lượng dự trữ về pha $\varphi_K = 45^0$. Tính tần số điểm cực f_P của mạch.

Giải.

a. Tần số cắt mới của sơ đồ khi dùng mạch bù một điểm cực :

$f'_c = f_1 = 3$ kHz, do đó tần số điểm cực của mạch bù được xác định như sau :

$$f_P = \frac{f_c}{K_{vo}} = \frac{f_c}{K_{oo}K_{ht}}$$

Vì bộ khuếch đại mắc theo kiểu lặp emito, nên $K_{ht} = 1$. Vậy

$$f_P = \frac{3.10^3}{2.10^4} = 0{,}15Hz = 0{,}15\ \text{Hz}$$

Mặt khác $f_P = \dfrac{1}{2\pi RC} = \dfrac{1}{2\pi.\tau}$, suy ra

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_P} = \frac{1}{2\pi.0{,}15} \approx 1\ \text{s}.$$

b. Dùng đồ thị Bode trên hình 26, xác định được :

$$f_N = f_1 = 3\ \text{kHz}$$

$$f'_c = f_2 = 2\ \text{MHz}$$

Trong khoảng ($f_1 \div f'_c$) đặc tuyến có độ dốc – 20 dB/D, do đó

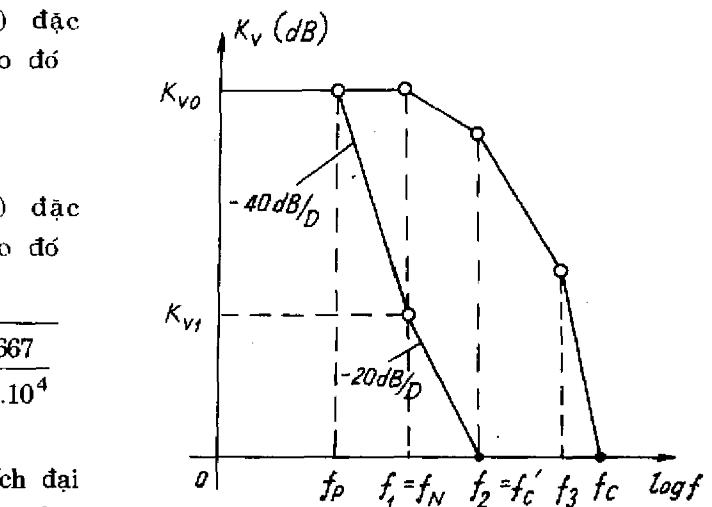
$$\frac{f'_c}{f_1} = K_{v1} = \frac{2.10^6}{3.10^3} = 667$$

Trong khoảng ($f_P \div f_N$) đặc tuyến có độ dốc – 40 dB/D, do đó

$K_{v1} \approx K_{vo}\ (f_P/f_N)^2$ suy ra

$$f_P = f_1\sqrt{\frac{K_{v1}}{K_{vo}}} = 3.10^3\sqrt{\frac{667}{1.10^4}}$$

$$\approx 547{,}85\ \text{Hz}.$$



Hình 26

Bài tập 13. Cũng bộ khuếch đại thuật toán có tham số như trong bài tập 12 và cũng mắc theo sơ đồ mạch lặp điện áp.

a. Tìm tần số điểm cực khi dùng mạch bù cực – không, với độ dự trữ về pha $\varphi_K = 45^0$ và tính độ rộng dải tần B'.

b. Trong mạch bù này (hình 27b), chọn $R_1 = 10\ \text{k}\Omega$, tính trị số các phần tử còn lại của mạch bù.

Giải.

a. $\quad K_{vo} = K_{oo}.K_{ht} = 2.10^4$

$$K_{vo} = \frac{f_2}{f_p}\ \text{(Xem hình 27a)}, \text{ do đó } f_P = \frac{f_2}{K_{vo}} = \frac{2.10^6}{2.10^4} = 100\ \text{Hz}$$

$B' = f'_c = f_2 = 2\ \text{MHz}$

b. $$\frac{f_p}{f_N} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

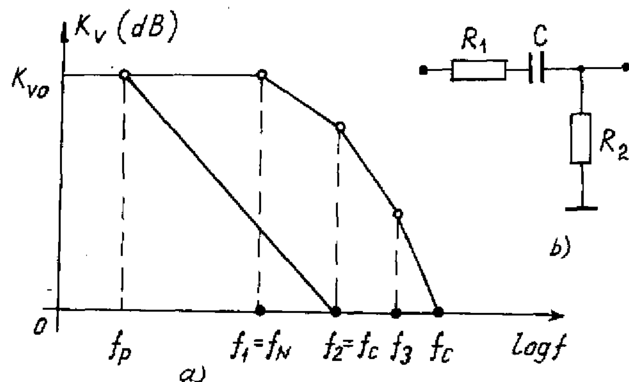
$$\frac{100}{3.10^3} = \frac{R_2}{R_2 + 10^4}, \text{ do đó}$$

$R_2 = 3{,}3\ \text{k}\Omega$

Mặt khác $f_N = \dfrac{1}{2\pi R_2 C'}$

do đó C =

$$= \frac{1}{2\pi R_2 f_N} = \frac{1}{2\pi.3{,}3.10^3.3.10^3} = 16nF.$$



Hình 27

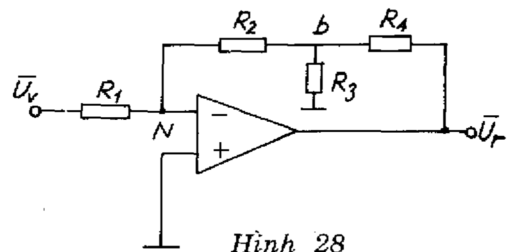
Bài tập 14. Có thể dùng sơ đồ khuếch đại trên hình 28 làm tầng vào cho một mạch khuếch đại vạn năng được không, vì sao ?

Giải.

Tính hệ số truyền đạt của mạch bằng cách lập phương trình dòng điện nút cho nút N và nút b :

Nút N : $\dfrac{u_v}{R_1} + \dfrac{u_b}{R_2} + \dfrac{u_b}{R_3} = 0$

Nút b : $\dfrac{u_b}{R_2} - \dfrac{u_b}{R_3} + \dfrac{u_r - u_b}{R_u} = 0$



Hình 28

Từ 2 phương trình trên giải ra, ta nhận được :

$$-K = \frac{U_r}{U_v} = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{(R_3R_4 + R_2R_4 + R_2R_3}{R_2 + R_3}$$

Vậy K tỷ lệ nghịch với R_1, mặt khác trở kháng vào của sơ đồ $Z_v = R_1$. Muốn dùng sơ đồ này làm tầng vào cho một mạch khuếch đại vạn năng (phối hợp được với mọi nguồn tín hiệu) thì Z_v phải lớn. Điều đó mâu thuẫn với yêu cầu về hệ số truyền đạt lớn của mạch, nên nói chung sơ đồ không thể làm tầng vào cho mạch khuếch đại vạn năng được.

Bài tập 15. Vẽ mạch điện dùng bộ khuếch đại thuật toán thực hiện phép tính sau :

$$x = -a - 4b + \frac{c}{2} \qquad (15.1)$$

và tính toán giá trị tương đối của các linh kiện mắc trong mạch.

Giải.

Mạch điện có dạng như hình 29. Lập phương trình dòng điện nút cho :

Nút N : $$\frac{a - U_N}{R_1} + \frac{b - U_N}{R_2} + \frac{x - U_N}{R_N} = 0 \qquad (15.2)$$

Nút P : $$\frac{c - U_p}{R_3} - \frac{U_p}{R_p} = 0 \qquad (15.3)$$

Từ (15.3) rút ra : $U_p = \dfrac{cR_p}{R_3 + R_p}$

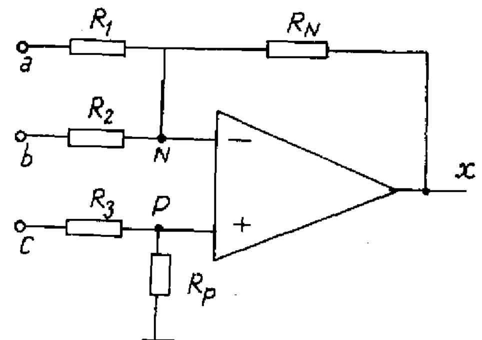
Cho $U_p = U_N$, thay vào (15.2), giải ra được

$$x = \frac{R_p}{R_3} \frac{\left(1 + \frac{R_N}{R_1} + \frac{R_N}{R_2}\right)c}{\left(1 + \frac{R_p}{R_3}\right)} - \frac{R_N}{R_1}a - \frac{R_N}{R_2}b \qquad (15.4)$$

So sánh hệ số của (15.1) và (15.4) rút ra

$$\frac{R_N}{R_1} = 1 \rightarrow R_N = R_1$$

$$\frac{R_N}{R_2} = 4 \rightarrow R_N = 4R_2$$

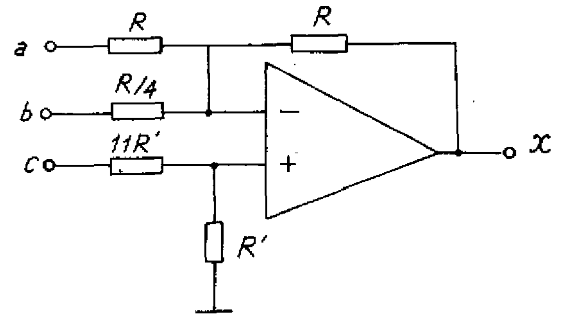


Hình 29

$$\frac{R_p}{R_3}\frac{1+1+4}{\left(1+\dfrac{R_p}{R_3}\right)}=\frac{1}{2}$$

$\rightarrow R_3 = 11R_p$

Từ kết quả tính toán, vẽ lại sơ đồ trên hình 30.



Hình 30

Bài tập 16. Cho mạch điện hình 31 và các tham số :

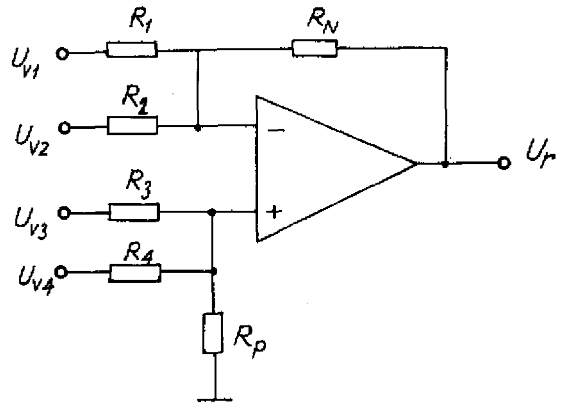
$R_1 = 2k\Omega$; $R_2 = 6k\Omega$

$R_3 = 2k\Omega$; $R_4 = 4k\Omega$

$R_N = 12k\Omega$; $R_p = 4k\Omega$

a. Xác định điện áp ra U_r theo các điện áp vào U_{v1}, U_{v2}, U_{v3} và U_{v4} .

b. Tính hệ số hồi tiếp của mạch.



Hình 31

Giải

a. Dùng nguyên lý xếp chồng, tính được:

$$U_{r1} = -\frac{R_N}{R_1}U_{v1} \qquad (16.1)$$

$$U_{r2} = -\frac{R_N}{R_2}U_{v2} \qquad (16.2)$$

$$U_{r3} = \frac{R_4/\!/R_p}{R_3 + R_4/\!/R_p}\left(1+\frac{R_N}{R_1/\!/R_2}\right)U_{v3} \qquad (16.3)$$

$$U_{r4} = \frac{R_3/\!/R_p}{R_4 + (R_3/\!/R_p)}\left(1+\frac{R_N}{R_1/\!/R_2}\right)U_{v4} \qquad (16.4)$$

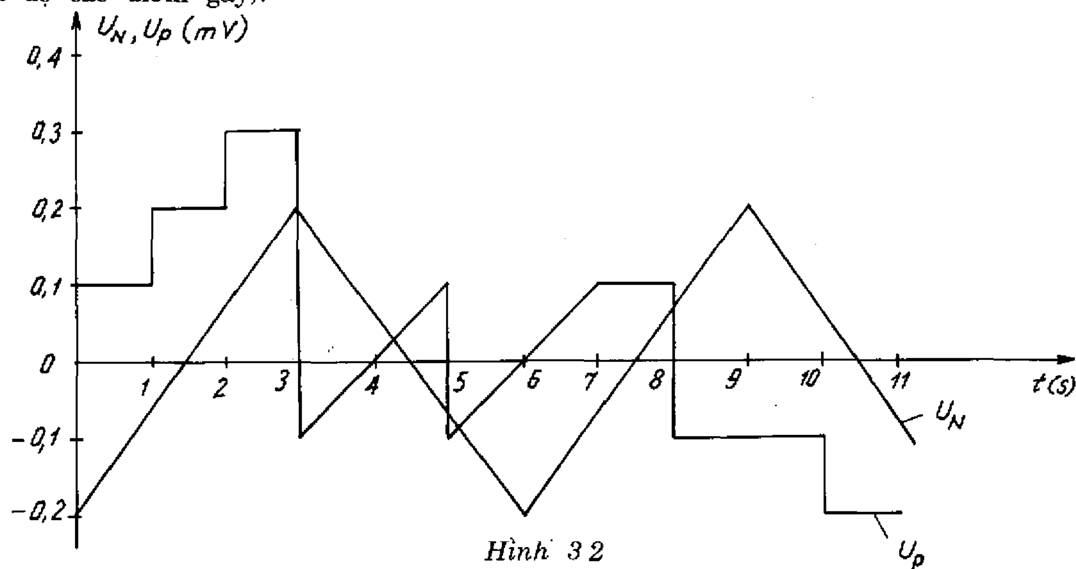
Thay trị số các điện trở đã cho vào các biểu thức (16.1) ÷ (16.4) xác định được :

$$U_r = U_{r1} + U_{r2} + U_{r3} + U_{r4} = -6U_{v1} - 2U_{v2} + \frac{9}{2}U_{v3} + \frac{9}{4}U_{v4} \qquad (16.5)$$

b. $K_{ht} = \dfrac{R_1/\!/R_2}{R_N + (R_1/\!/R_2)} = \dfrac{1}{9}$

Bài tập 17. Hình 32 biểu diễn đồ thị thời gian của các điện áp đặt ở cửa thuận U_P và cửa đảo U_N.

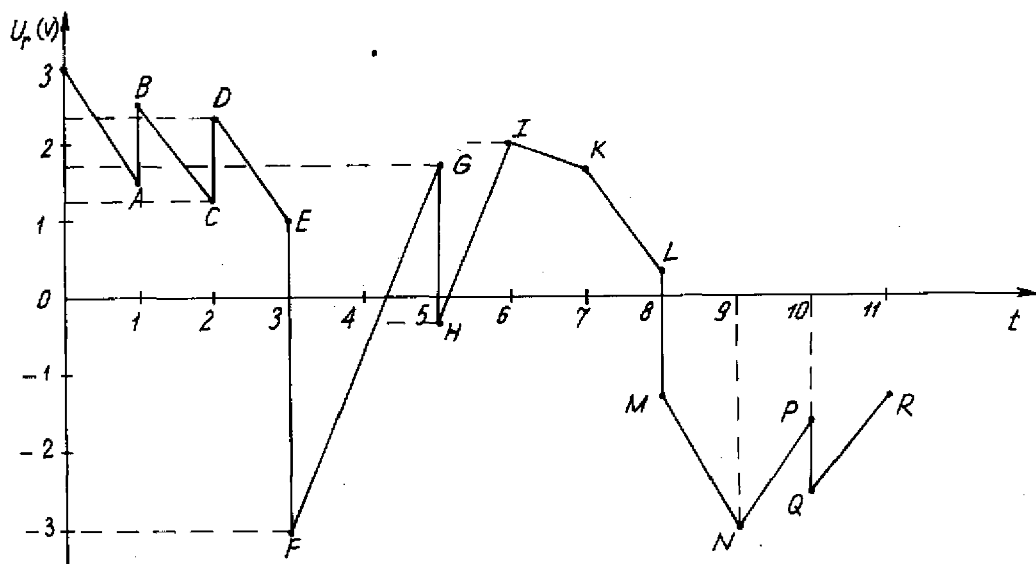
Vẽ đồ thị thời gian của điện áp ra theo các điện áp vào đó, cho biết hệ số khuếch đại hiệu của bộ khuếch đại thuật toán $K_{00} = 10^4$ (chú ý : tính chính xác tọa độ các điểm gãy).



Hình 32

Giải.

Dùng biểu thức $U_r = K_{00}\ U_P - U_N)$, từ đó tính được tọa độ các điểm gãy và vẽ được đồ thị thời gian điện áp ra trên hình 3.4.



O (3 ; 0)
A (1,5 ; 1)
B (2,5 ; 1)
C (1,33 ; 2)
D (2,33 ; 2)
E (1 ; 3)
F (−3 ; 3)
G (1,66 ; 5)
H (−0,33 ; 5)
I (2 ; 6)
K (1,66 ; 7)
L (0,33 ; 8)
M (−1,33 ; 8)
N (3 ; 9)
P (−1,66 ; 10)
Q (−2,66 ; 10)
R (−1,33 ; 11)

Hình 33

Bài tập 18. Cho 2 bộ khuếch đại thuật toán A và B với các tham số cho trong bảng 18.1, trong đó K_{00} là hệ số khuếch đại hiệu tại tần số $f = 0$; f_{gi} ($i = 1, 2, 3$) là các tần số giới hạn nội của bộ khuếch đại thuật toán.

Bảng 18.1

	K_{oo} (dB)	f_{g1} (kHz)	f_{g2}	f_{g3}
A	92	10	180 kHz	1,2 MHz
B	105	10.10^{-3}	> 10 MHz	> 10 MHz

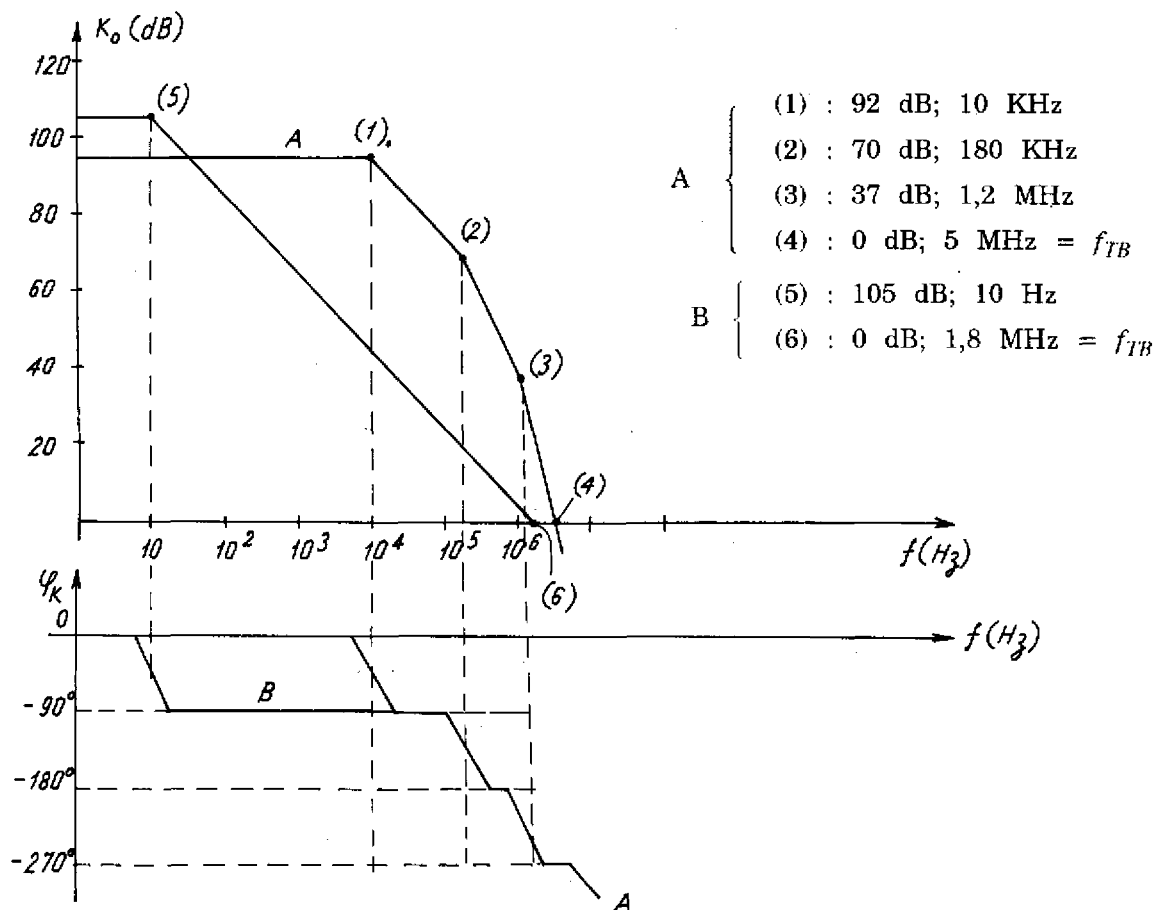
a. Hãy vẽ đặc tuyến biên độ và pha của 2 bộ khuếch đại đó. Xác định tọa độ các điểm gãy.

b. Xác định tần số đơn vị của 2 bộ khuếch đại đó

c. Khi nào thì đặc tuyến pha $\varphi_K = -180^0$?

Giải.

a. Hình 34 biểu diễn đặc tuyến biên độ và pha của 2 bộ khuếch đại A và B.



Hình 34

Với bộ khuếch đại A, ta tính được các tọa độ theo các biểu thức sau :

$$(1) : x_1 = 92 \text{ dB}$$

$$(2) : x_2 = 92 \text{ dB} - 20 \log\frac{f_{g2}}{f_{g1}} \approx 70 \text{ dB}$$

$$(3) : x_3 = x_2 - 40 \log\frac{f_{g3}}{f_{g2}} \approx 37 \text{ dB}$$

$$(4) : f_{TA} = 10^{x_3/60} \cdot f_{g3} \approx 5.10^6 \text{ Hz} \approx 5 \text{ MHz}.$$

Với bộ khuếch đại B :

$$(5) : x_5 = 105 \text{ dB}$$

$$f_{TB} = 10^{105/20} \cdot f_{g1} \approx 1{,}8 \text{ MHz}.$$

b. Theo đặc tuyến đã vẽ, ta có

$$f_{TA} = 5 \text{ MHz}$$

$$f_{TB} = 1{,}8 \text{ MHz}$$

c. Với bộ khuếch đại A

Góc $\varphi_K = -180^0$ khi $f_{g2} < f < f_{g3}$ hay 180 kHz $< f <$ 1,2 MHz

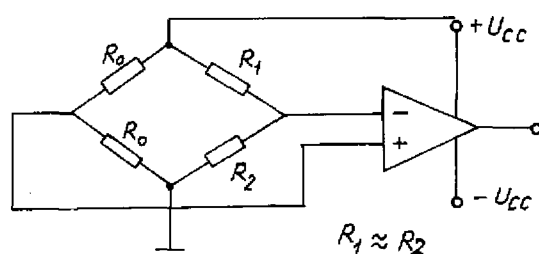
– Với bộ khuếch đại B trong phạm vi $f <$ 10 MHz không khi nào xảy ra trường hợp $\varphi_K = -180^0$.

Bài tập 19. Cho sơ đồ khuếch đại thuật toán trên hình 35.

Tính điện áp đồng pha của sơ đồ.

Giải.

Do các điện trở $R_1 \approx R_2$, nên điện áp đồng pha $U_{cm} = U_P = U_N = \frac{U_{cc}}{2}$



Hình 35

Bài tập 20. Cho bộ khuếch đại thuật toán với các tham số sau :

Hệ số khuếch đại hiệu ở tần số thấp K_{oo} = 100 dB

Hệ số nén tín hiệu đồng pha G = 110 dB.

Điện áp vào hiệu U_d = 0,01 mV

Điện áp vào đồng pha U_{cm} = 2V.

Tính điện áp ra.

Giải.

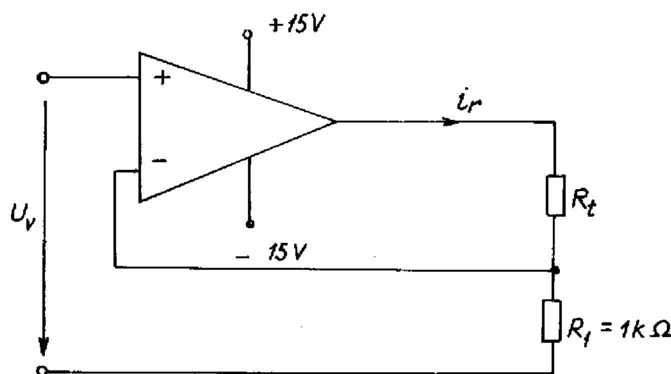
$$U_r = K_{oo} U_d \pm \frac{K_{oo}}{|G|} U_{cm}$$

$$K_{oo} = 100 \text{ dB} = 10^5$$

$$\frac{K_{oo}}{|G|} = 10 \text{ dB} = 0{,}3$$

Vì G có thể lấy dấu tùy ý, nên điện áp ra có thể dao động trong phạm vi : U_r = 0,4 V đến 1,6 V.

Bài tập 21. Cho sơ đồ trên hình 36. Cho biết dòng tải cực đại I_{tmax} = 5 mA. Tính giá trị cực đại của điện trở tải R_{tmax}.



Hình 36

Giải.

$$I_t \leq I_{tmax} = \frac{U_{rmax}}{R_1 + R_t} = 5.10^{-3}\text{A}$$

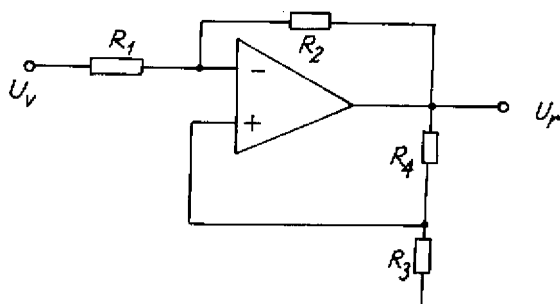
Có thể coi điện áp ra cực đại $U_{rmax} \approx 15$ V

Thay vào, tính được :

$R_t \leq R_{tmax}$ = 2 kΩ.

Bài tập 22. Cho sơ đồ hình 37.

Viết điều kiện để cho mạch làm việc ổn định. Khi hở mạch đầu vào, mạch có ổn định không ? Xác định điện áp ra cho trường hợp hở mạch đầu vào.



Hình 37

Giải.

Điều kiện ổn định của mạch :

$$\frac{R_1}{R_2} \geq \frac{R_3}{R_4}$$

Khi hở mạch đầu vào, có hồi tiếp âm toàn phần, nên mạch vẫn ổn định. Trường hợp này U_r = 0.

Bài tập 23. Cho mạch tích phân trên hình 38.

a. Tìm quan hệ $U_r = f(U_{v1}, U_{v2})$

b. Cho $U_{v1} = (1 + 10 \sin\omega t)$ V và

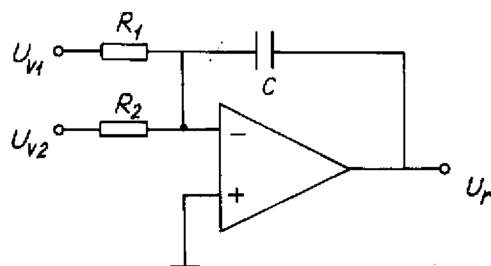
$U_{v2} = -1$ V

$C = 1\ \mu$F

$R_1 = R_2 = 100$ kΩ

Xác định biểu thức của điện áp ra.

c. Trường hợp U_{v1}, U_{v2} đều là tín hiệu một chiều, hãy vẽ mạch điện thực tế bao gồm cả phần cung cấp nguồn và các mạch phụ để đảm bảo cho mạch làm việc tốt. Yêu cầu cho giá trị tương đối của các linh kiện mắc trong mạch phụ (vẽ loại mạch phụ đơn giản nhất).



Hình 38

Giải.

a. $\dfrac{U_{v1}}{R_1} + \dfrac{U_{v2}}{R_2} + C\dfrac{dU_r}{dt} = 0$

Từ đó suy ra

$$U_r = -\frac{1}{C}\int\left(\frac{U_{v1}}{R_1} + \frac{U_{v2}}{R_2}\right)dt$$

b. Do $R_1 = R_2 = R = 100\ k\Omega$, nên

$$U_r = -\frac{1}{RC}\int (U_{v1} + U_{v2})\ dt$$

$$= -10\int (1 + 10\sin 100\,t - 1)\ dt = \cos 100t$$

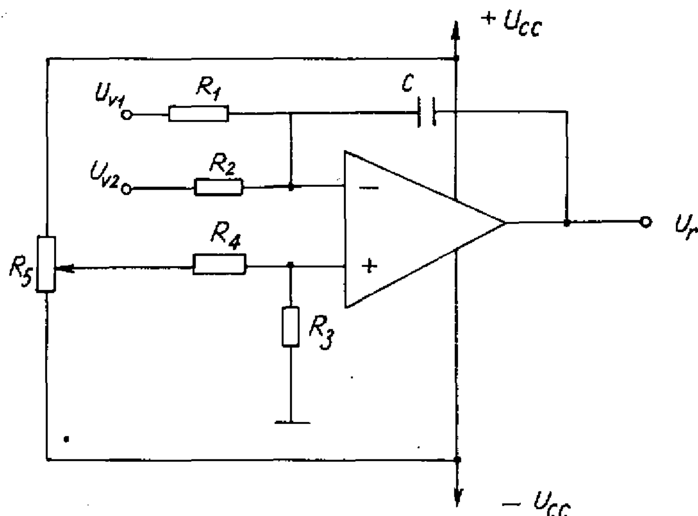
c. Mạch điện hoàn chỉnh của bộ khuếch đại thuật toán dùng làm mạch tích phân đối với tín hiệu một chiều được biểu diễn trên hình 40. Trong đó các linh kiện được chọn như sau :

$R_3 = R_1//R_2 = 50k\Omega$

$R_4 >> R_3$

Chọn R_4 cỡ $M\Omega$

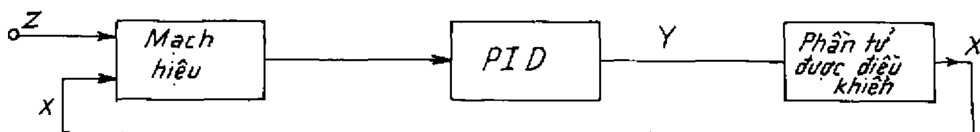
Chọn R_5 cỡ bài chục $k\Omega$.



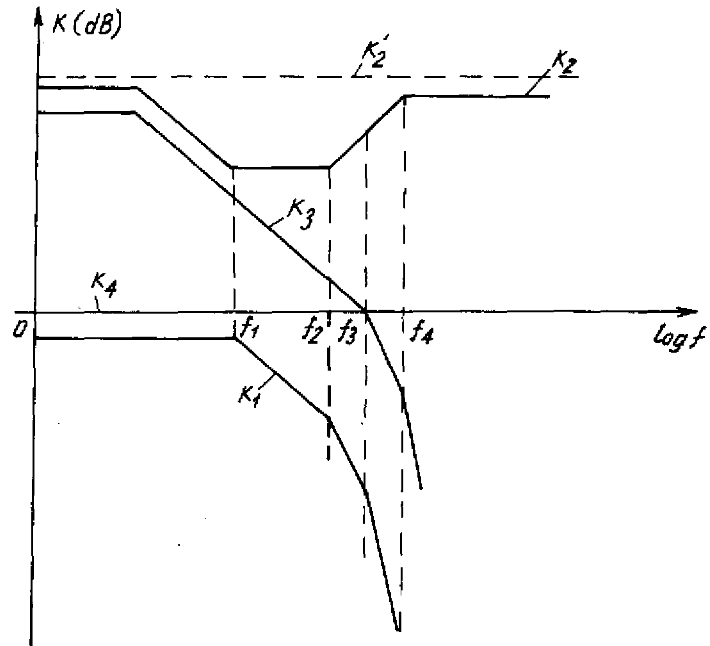
Hình 39

Bài tập 24. Cho sơ đồ khối của mạch điều khiển trên hình 40. Đặc tính tần số của các phần tử trong mạch được biểu diễn trên đồ thị Bode hình 40. Quá trình điều khiển phải đảm bảo sao cho đại lượng bị điều khiển K (tốc độ môtơ, khoảng cách cần gạt, ...) tỷ lệ với đại lượng vào Z. Đại lượng hồi tiếp X tỷ lệ với đại lượng bị điều khiển K.

Nếu thay *PID* bởi một mạch khuếch đại có đặc tính tần số như đường K'_2 trên hình 41 thì đồ thì Boke của hệ số khuếch đại vòng K_v và của tỷ số x/Z thay đổi như thế nào ? Hãy vẽ các đồ thị đó, so sánh với trường hợp dùng *PID* và nhận xét.



Hình 40



Hình 41. Đặc tính tần số

K_1 : mạch hiệu và phần tử điều khiển

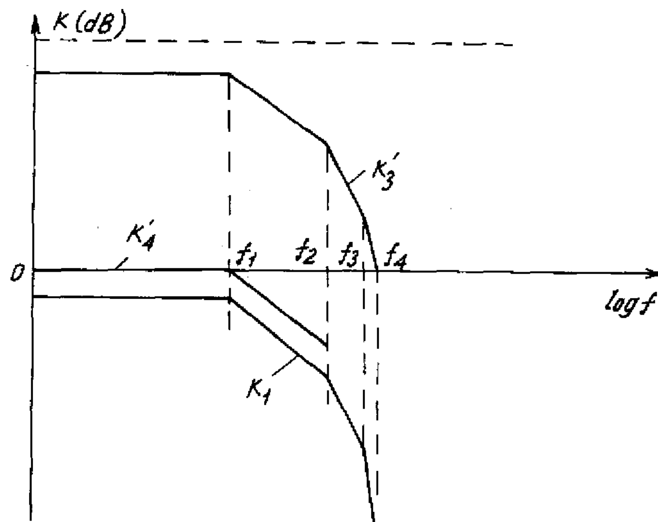
K_2 : PID

$K_3 = K_1.K_2 = K_v$: hệ số khuếch đại vòng

$K_4 = X/Z$; K'_2 : mạch khuếch đại thay cho *PID*.

Giải.

Đồ thị Bode của K_v và X/Z cho trường hợp thay *PID* bởi 1 mạch khuếch đại được biểu diễn trên hình 42.



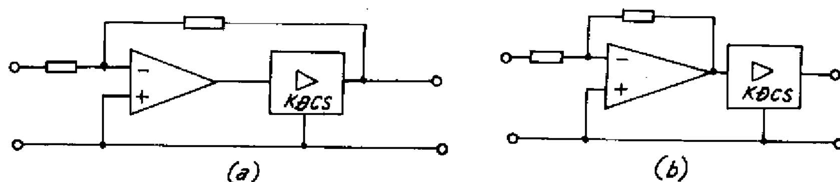
Hình 42

K'_3 : hệ số khuếch đại vòng

$K'_4 = X/Z$.

Theo đồ thị K'_4, ta nhận thấy phạm vi điều khiển trong trường hợp dùng bộ khuếch đại ($\leq f_1$) nhỏ hơn trong trường hợp dùng *PID* ($\leq f_3$).

Bài tập 25. Cho sơ đồ khuếch đại công suất trên hình 43a và 43b. Phân tích ưu khuyết điểm của 2 sơ đồ đó.



Hình 43

Giải.

(a). Tầng công suất cuối cùng nằm trong vòng hồi tiếp của bộ khuếch đại thuật toán, nên sơ đồ này có đầy đủ ưu điểm của sơ đồ khuếch đại dùng hồi tiếp âm. Nhưng ở đây mạch dễ mất ổn định hơn do đặc tuyến tần số của hệ số khuếch đại vòng K_v có thể có nhiều tần số giới hạn hơn.

(b). Tầng công suất cuối cùng nằm ngoài vòng hồi tiếp của bộ khuếch đại thuật toán, nên nó không có các ưu điểm của sơ đồ khuếch đại dùng hồi tiếp âm. Nhưng mạch dễ ổn định hơn.

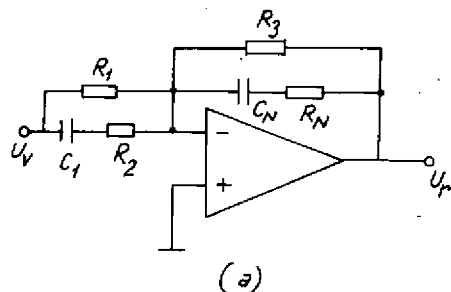
Xét về kỹ thuật, sơ đồ (**a**) tốt hơn (b). Khi dùng (a) cần chú ý bù tần số.

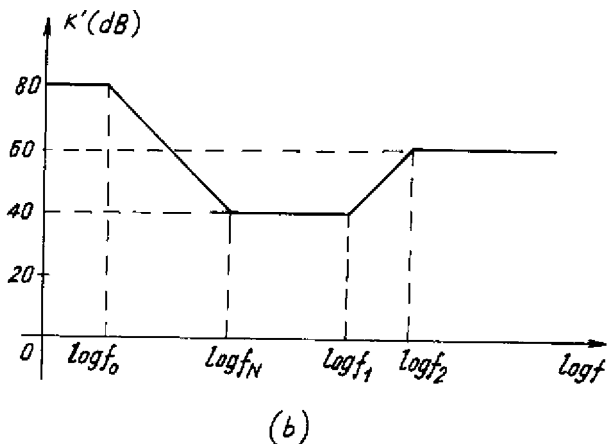
Bài tập 26. Cho sơ đồ *PID* và đồ thị Bode tương ứng của nó trên hình 44. Cho biết :

K'_0 = 40 dB ; K'_1 = 60 dB ; K'_2 = 80 dB ; f_0 = 100 Hz và f_1 = 100 f_N.

a. Tính f_N, f_1, f_2.

b. Xác định giá trị tương đối của các linh kiện mắc trong *PID* đó.





Hình 44

Giải.

a.
$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_3 C_N} \quad (25.1)$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (25.2)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (25.3)$$

$$f_N = \frac{1}{2\pi R_N C_N} \quad (25.4)$$

$K'_0 = 40$ dB.

$$\frac{\Delta K'}{\Delta(\log f)} = 20 \rightarrow 20\ (\log K'_1 - \log K'_0) = 20 \log\frac{f_2}{f_1}$$

$$\rightarrow \quad K'_1 \text{ dB} = 20 \log f_2/f_1 + 20 \log K'_0 = 60 \text{ dB} \quad (25.5)$$

$$K'_2 \text{ (dB)} = 20 \log f_N/f_0 + 20 \log K'_0 = 80 \text{ dB} \quad (25.6)$$

Từ (25.5) và (25.6) suy ra

$f_N = 10$ kHz ; $f_1 = 1$ MHz ; $f_2 = 10$ MHz ; $f_0 = 100$ Hz.

b. Thay giá trị các tần số đã tính được ở phần *a* vào các biểu thức (25.1)÷(25.4) và giả thiết chọn trước R_3, từ (25.1) suy ra

$C_N = \dfrac{1}{2\pi R_3.10^2}$; từ (25.4) suy ra : $R_N = \dfrac{1}{2\pi.10^4 C_N} = \dfrac{R_3}{10^2}$

Trong biểu thức (25.2) và (25.3), chọn trước C_1, ta có :

$$R_1 = \frac{1}{2\pi.10^6.C_1} \text{ và } R_2 = \frac{1}{2\pi.10^7.C_1}$$

Chú ý : Vì ta có 4 phương trình và 6 ẩn số, nên phải chọn trước 2 ẩn số.

Bài tập 27. Cho mạch tích phân trên hình 45

a. Xác định biểu thức $U_r f(U_{v1}, U_{v2})$

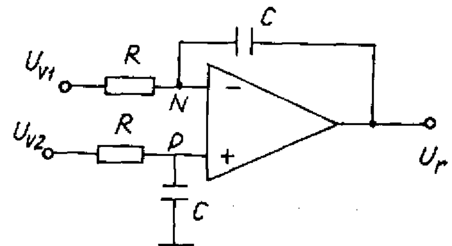
b. Cho $U_{v1} = -0{,}2$V

$U_{v2} = (-0{,}3 + 0{,}5\cos 6{,}28.50t)$ V

$R = 50$ kΩ ; $C = 2$ μF.

Viết biểu thức chính xác của U_r theo U_v

c. Vẽ đồ thị thời gian của 1 chu kỳ điện áp ra.



Hình 45

Giải.

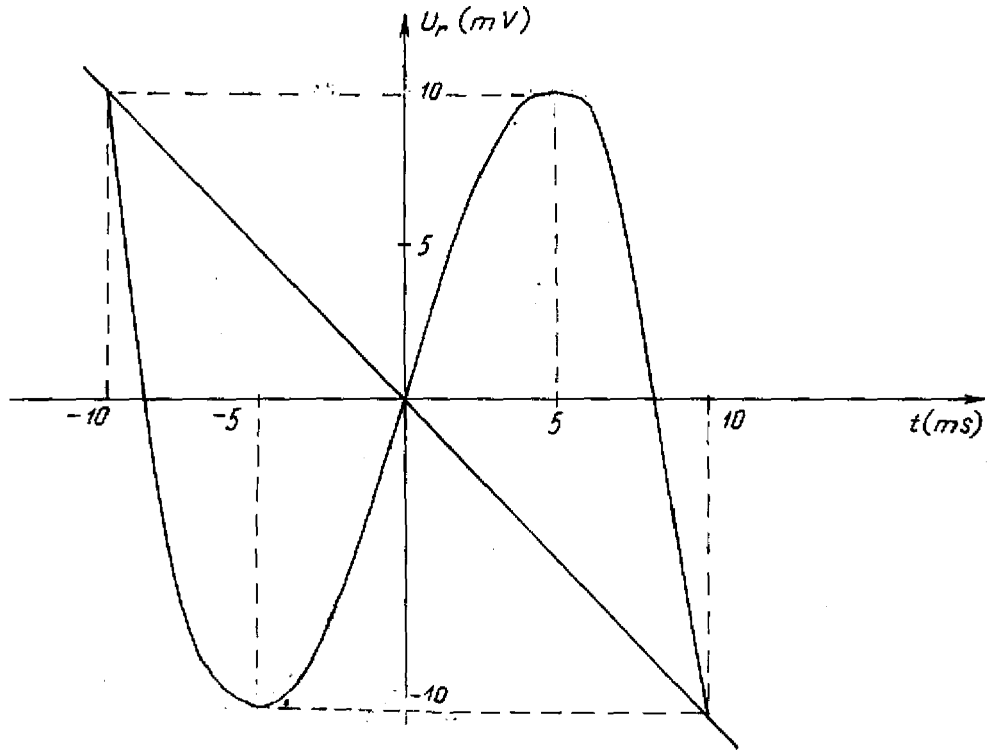
a. Viết biểu thức dòng điện nút cho các nút N và P, cho $U_N = U_P$, suy ra :

$$U_r = \frac{1}{RC}\int(U_{v2} - U_{v1})dt \tag{26.1}$$

b. Thay các trị số đã cho vào (26.1) ta nhận được

$$U_r = (1t + 0,015\sin 2\pi.50t) \text{ V} \tag{26.2}$$

c. Đồ thị điện áp ra vẽ trên hình 46.



Hình 46

Bài tập 28. Cần phải biến đổi một trở kháng có giá trị ban đầu $Z = \frac{U}{I}$ = 1 kΩ thành trở kháng $Z' = \frac{U'}{I'}$ = 2 kΩ. Dùng rotato để thực hiện phép biến đổi đó.

a. Vẽ đặc tính V-A tương ứng với Z và Z', cho biết điện trở biến đổi R_M = 1 kΩ.

(Biết $R_M = \frac{a}{b}$; với a là hệ số tỷ lệ của trục hoành $x = aU$ và b là hệ số tỷ lệ của trục tung $y = bI$).

b. Căn cứ vào hình vẽ ở phần a, xác định góc quay θ (không tính đến số lẻ của độ).

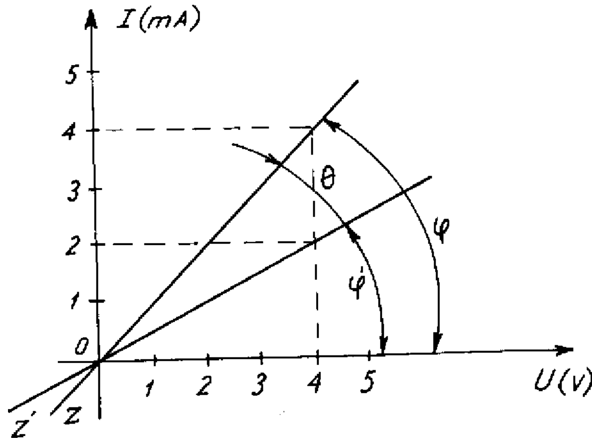
c. Cho biết sơ đồ nguyên lý của rotato như trên hình 48 và các biểu thức :

$$R_4 = \frac{R_M}{\sin\theta} \; ; \; R_3 = R_M \text{tg}\frac{\theta}{2}.$$

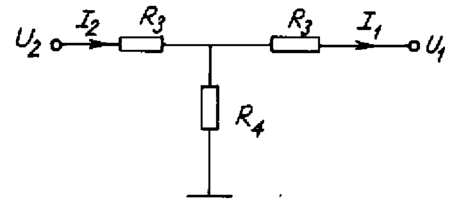
Tính R_3, R_4 và vẽ sơ đồ cụ thể của mạch.

Giải. Kết quả được vẽ trên hình 47

a.



Hình 47



Hình 48

Vì $R_M = 1\ k\Omega = \frac{U}{I}$, do đó nếu trục U có thứ nguyên là V thì trục I có thứ nguyên là mA.

b. $\theta = \varphi - \varphi'$ với $\varphi = \text{arctg } 1 = 45^0$

$$\varphi' = \text{arctg}\frac{1}{2} = 26{,}56^0 \approx 26^0$$

$\theta = 45^0 - 26^0 = 19^0$

c. Theo mạch điện hình 48 và các công thức đã cho, tính được :

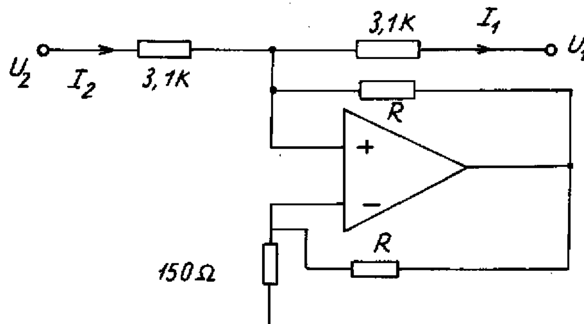
$$R_4 = -\frac{R_M}{\sin\theta} = \frac{-10^3}{0{,}32557} \approx -3\ k\Omega$$

Dùng điện trở chuẩn 3,1 kΩ

$$R_3 = R_M\frac{1-\cos\theta}{\sin\theta} = R_M tg\frac{\theta}{2} = 10^3\ \text{tg}\ 9{,}5^0 \approx 167\ \Omega$$

Dùng điện trở chuẩn 150 Ω

Mạch điện cụ thể như biểu diễn trên hình 49.



Có thể chọn R tùy ý.

Hình 49

Bài tập 29. Cho tham số của mạch lọc Butterworth trong bảng 29:

Bảng 29

n	i	$a_i(P)$	$b_i(P^2)$	fg_i/f_g	Q_i
1	1	1,0000	0,0000	1,0000	-
2	1	1,4142	1,0000	1,0000	0,71
3	1	1,0000	0,0000	1,0000	-
	2	1,0000	1,0000	1,2720	1,00
4	1	1,8478	1,0000	0,7190	0,54
	2	0,7654	1,0000	1,3900	1,31

a. Viết biểu thức tổng quát của mạch lọc Butterworth thông cao bậc 4 theo bảng đó.

b. Vẽ mạch điện nguyên lý dùng khuếch đại thuật toán thực hiện mạch lọc đó. Cho biết mạch lọc bậc 2 là mạch lọc dùng 1 vòng hồi tiếp dương. Mạch điện của nó được biểu diễn trên hình 50 với biểu thức hàm truyền đạt theo (29.1):

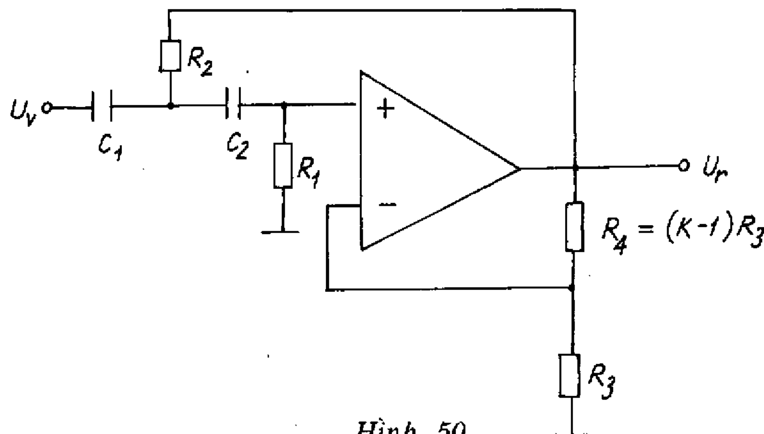
$$K_d = \frac{U_r}{U_v} = \frac{K}{1 + \frac{1}{p_{\omega g}}\left[\frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_1C_2} + \frac{1-k}{R_2C_1}\right] + \frac{1}{p^2\omega g^2 R_1R_2C_1C_2}} \qquad (29.1)$$

c. Giả thiết

$R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$; $R_3 = 4K\Omega$; $C_1 = 1\mu F$;

Tần số giới hạn của mạch lọc bậc 4 : $f_g = 100\ H_z$.

Tính trị số các linh kiện còn lại trong mạch.

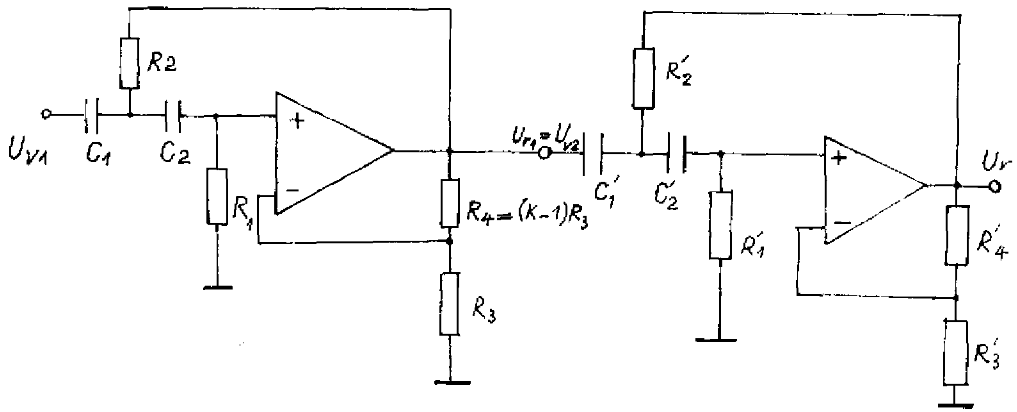


Hình 50

Giải.

a.

$$K_d = \frac{K_1 . K_2}{\left(1 + \frac{0,7654}{p} + \frac{1}{p^2}\right)\left(1 + \frac{1,8478}{p} + \frac{1}{p^2}\right)} \qquad (29.2)$$



Hình 51.

c. $R_1 = R_2 = R$, do đó với một mắt lọc ta có:

$$K_d = \frac{K}{1 + \frac{1}{P_{\omega g}}\left(\frac{3-K}{RC}\right) + \frac{1}{P^2\omega_g^2 R^2 C^2}} \qquad (29.3)$$

$$a_1 = \frac{3-K}{\omega_g RC} = 0,7654 \ ; \quad b_1 = \frac{1}{\omega_g^2 R^2 C^2} = 1,000 \ ; \quad f_{g1} = \frac{\omega_{g1}}{2\pi} = 1,3900\, fg$$

$$K_1 = 3 - \frac{a_1}{\sqrt{b_1}} = 3 - 0,7654 = 2,2346$$

$$R_1C_1 = \frac{3-K_1}{\omega_{g_1} a_1} = \frac{3-2,2346}{2\pi.10^2.1,39.0,7654} \approx 0,001145$$

$$R_2C_2 = R_1C_1 = 0,001145$$

$$C_1 = C_2 = 10^{-6}\, F;\ R_1 = R_2 = \frac{0,001145}{10^{-6}} = 1,145\ k\Omega$$

$R_3 = 4$ kΩ, do đó:

$$R_4 = (K_1 - 1)\, R_3 = 1,2346.4.10^3 = 4,94\ k\Omega$$

$$K_2 = 3 - 1,8478 = 1,1522\ ;\ f_{g2} = \frac{\omega_{g2}}{2\pi} = 0,7190\, fg$$

$$R_1'C_1' = \frac{3-K_2}{\omega_{g2} a_1} = \frac{3-1,1522}{2\pi.10^2.0,719.1,8478} = \frac{1}{2\pi.10^2.0,719}$$

$$C'_1 = 10^{-6}\ F \ \rightarrow R'_1 = R''_2 = \frac{1}{2\pi.10^2.0,719.10^{-6}} = 2,2\ k\Omega$$

$$R'_4 = R'_3(K_2 - 1) = 4.10^3(1,1522 - 1) = 0,6\ k\Omega$$

Bài tập 30. Cho bảng tham số của mạch Bessel trong bảng 30

Bảng 30

n	i	$a_i(Pn)$	$b_i(P^2)$	f_{gi}/f_g
1	1	1,0000	0,0000	1,000
2	1	1,3617	0,6180	1,0000
3	{ 1	0,7560	0	1,3230
	{ 2	0,9996	0,4772	1,4140
4	{ 1	1,3397	0,4889	0,9780
	{ 2	0,7743	0,3890	1,7970

a. Viết biểu thức tổng quát của mạch lọc Bessel thông thấp 3 theo bảng đó.

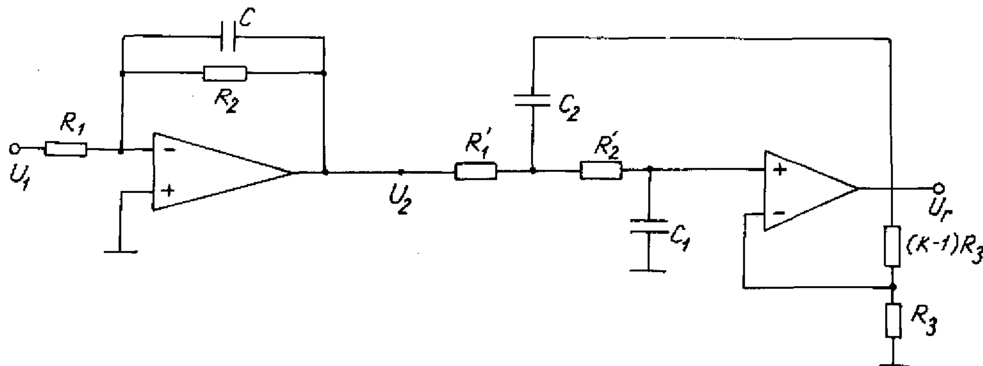
b. Cho mạch điện của bộ lọc bậc 3 đó trên hình 52. Hàm truyền đạt của khâu lọc bậc 1 và bậc 2 lần lượt là

$$K_{d1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2/R_1}{1 + P\omega_g R_2 C}$$

$$K_{d2} = \frac{U_r}{U_2} = \frac{K}{1 + P\omega_g[R'_1C_1 + R'_2C_1 + (K-1)R'_1C_2] + P^2\omega_g^2 R'_1R'_2C_1C_2}$$

Cho biết tần số giới hạn của toàn mạch f_g = 100 Hz. Hệ số truyền đạt ở tần số thấp của toàn mạch lọc K_{do} = 1 ; C = 220 nF, C_1 = 47 nF. Tính giá trị các linh kiện còn lại của mạch.

Giải



Hình 52

a. $$K_d = \frac{K_{do}}{(1 + 0{,}7560p)(1 + 0{,}9996p + 0{,}4772p^2)}$$

b. $$K_{do} = \frac{R_2}{R_1} = 1 \rightarrow R_1 = R_2 = R \rightarrow K = 1$$

$$a_1 = 0{,}7560 = \omega_g R_2 C \rightarrow R = \frac{a_1}{\omega_g C} = \frac{0{,}756}{2\pi.10^2.1.323.220.10^{-9}} \approx 4{,}14\ k\Omega$$

$$R'_{1.2} = \frac{a_2C_2 \pm \sqrt{a_2^2C_2^2 - 4b_2C_1C_2}}{4\pi f_{g2}C_1C_2} \qquad (29.1)$$

Để R'_1, R'_2 thực, ta có :

$$\frac{C_2}{C_1} \geqslant \frac{4b_2}{a_2^2} = \frac{4.0,4772}{(0,9996)^2} = 1,9103 \rightarrow C_2 \geqslant 1,9103C_1 = 1,9103.47.10^{-9}\text{F}$$

Lấy giá trị giới hạn :

$$C_2 = 1,9103C_1 = 1,9103.47.10^{-9}\text{F}$$

$$C_2 \approx 90\text{nF}$$

$$R'_1 = R'_2 = \frac{a_2C_2}{4\pi f_{g2}C_1C_2} = \frac{0,9996}{4\pi.10^2.1,414.47.10^{-9}} \approx 12\ k\Omega.$$

Bài tập 31. Cho mạch điện trên hình 53 cho biết $R = 1$ kΩ.

Hệ số khuếch đại dòng điện của tranzistor T : $\alpha \approx 1$.

Dòng bão hòa emito $I_{Ebh} = 1$ mA.

Viết biểu thức (ngắn gọn nhất) biểu diễn quan hệ giữa điện áp ra và điện áp vào và xác định điều kiện để mạch làm việc được.

Giải

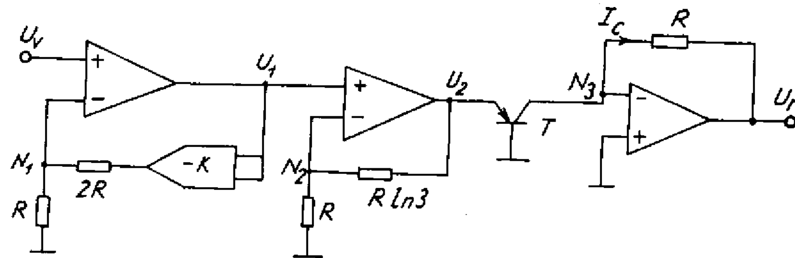
$$U_{N1} = \frac{-KU_1^2}{3} = U_v \rightarrow U_1 = \sqrt{\frac{-3U_v}{K}}$$

$$U_{N2} = \frac{U_2}{ln3} = \sqrt{\frac{-3U_v}{K}} \rightarrow U_2 = \ln3\sqrt{\frac{-3U_v}{K}}$$

$$U_r = -I_CR = -\alpha I_{Ebh}\ R exp\ \frac{U_2}{U_T} = -\alpha I_{Ebh}R\ \exp\left(\frac{ln3}{U_T}\sqrt{\frac{-3U_v}{K}}\right) \rightarrow$$

$$U_r = -3^{\frac{1}{U_T}\sqrt{-3U_v/K}}$$

Để mạch làm việc được phải đảm bảo điều kiện $U_v < 0$.

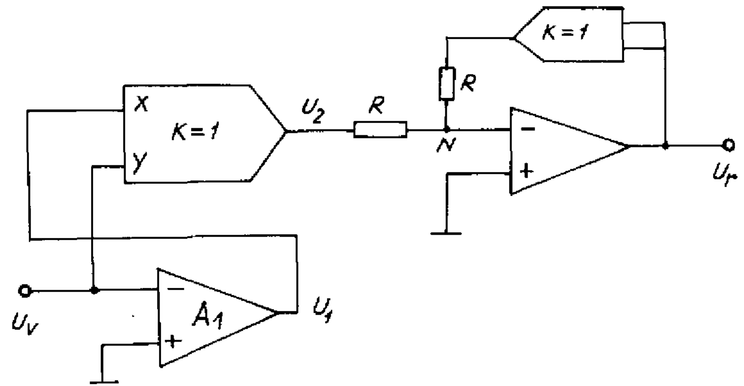


Hình 53

Bài tập 32 : Cho mạch điện trên hình 54. Cho biết $U_v = 1\sin\omega t$, V. A_1 là bộ so sánh không có trễ với điện áp ra : ±9 V.

a. Vẽ đồ thị thời gian của U_V, U_1, U_2

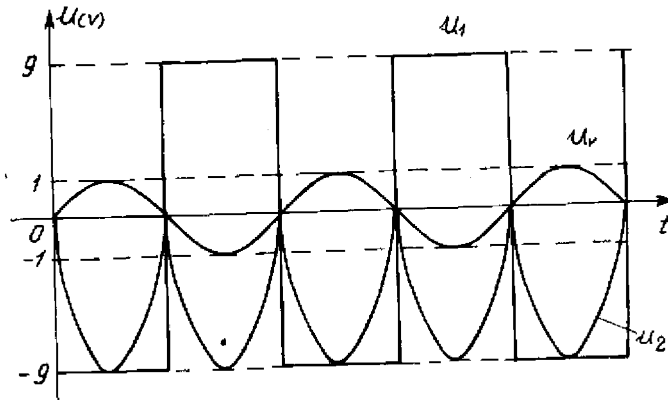
b. viết biểu thức điện áp ra theo điện áp vào.



Hình 54

Giải

a. Đồ thị thời gian U_v, U_1, U_2 vẽ trên hình 55.



Hình 55

b. Từ hình 55 có thể suy ra

$$U_2 = -9\,|U_v|$$

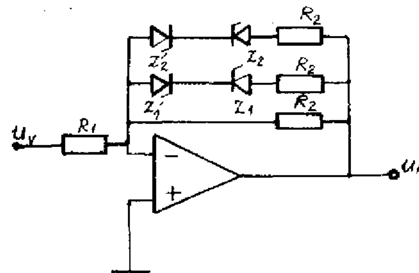
Mặt khác theo sơ đồ ta có :

$$U_N = \frac{U_2}{2} + \frac{U_r^2}{2} = 0 \rightarrow U_r = \sqrt{-U_2} = \sqrt{9|U_v|} = 3\sqrt{|U_v|}$$

hoặc $U_r = 3\sqrt{|\sin\omega t|}$

Bài tập 33 : Cho mạch tạo hàm dùng khuếch đại thuật toán hình 56. Giả thiết bộ khuếch đại thuật toán và các điot Zener đều là các linh kiện lý tưởng. Cho $R_1 = 5$ kΩ ; $R_2 = 10$ kΩ. Các điện áp Zener $U_{Z1} = 4$V và $U_{Z2} = 8$V.

Điện áp ra bão hòa của bộ khuếch đại thuật toán ; $U_{rbh} = \pm 12$V. Tính toán và vẽ đặc tuyến $U_r = f(U_V)$ của mạch điện đó.



Hình 56

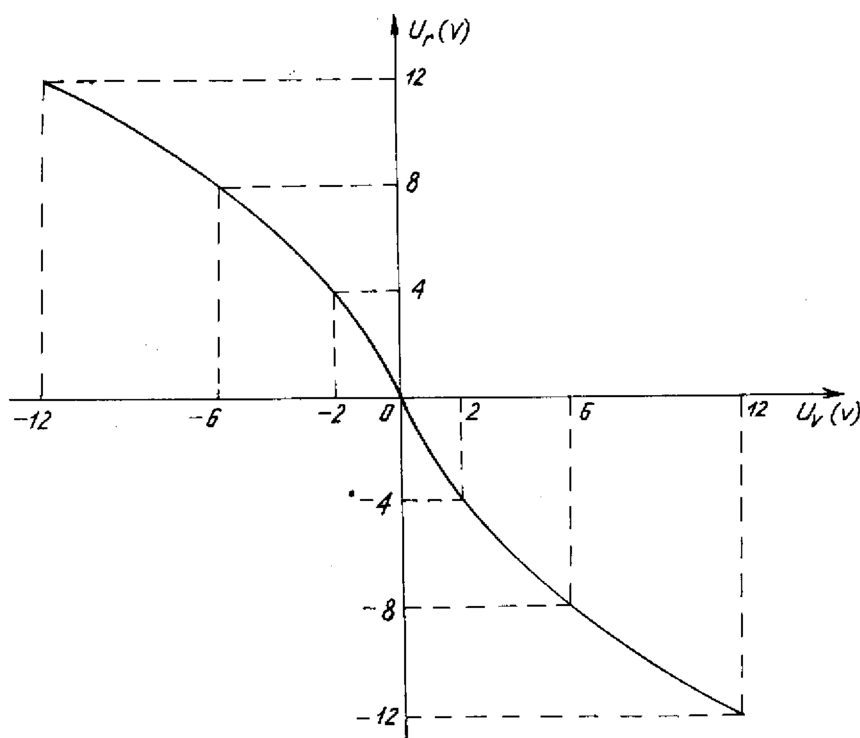
Giải.

* Khi $0\text{ V} \leqslant U_r \leqslant 4\text{V} \rightarrow -K = \dfrac{R_2}{R_1} = \dfrac{10}{5} = 2 \rightarrow U_r = -2U_v$

* Khi $4\text{V} \leqslant |U_r| \leqslant 8\text{V} \rightarrow -K = \dfrac{R_2}{2R_1} = \dfrac{10}{10} = 1 \rightarrow U_r = -U_v - 2$

* *Khi* $8V \leqslant |U_r| \leqslant 12N \rightarrow -K = \dfrac{R_2}{3R_1} = \dfrac{10}{15} = \dfrac{2}{3} \rightarrow U_r = -\dfrac{2}{3}U_v - 4$

Từ các kết quả trên đây vẽ được quan hệ $U_r = f(U_v)$ trên hình 57.



Hình 57

Bài tập 34 : Để biến đổi điện áp hình sin ra dạng xung vuông dùng bộ so sánh có trễ trên hình 58.

a. Cho $U_{ch} = -5\text{V}$; $\frac{1}{5}R_1 = R_p$; điện áp cung cấp cho bộ khuếch đại thuật toán $U_{cc} = \pm 15\text{V}$. Tính toán và vẽ đặc tuyến $U_r = f(U_v)$ của mạch.

b. Vẽ đồ thị thời gian của điện áp vào và điện áp ra của mạch cho trường hợp đã tính ở phần a. Cho biết điện áp vào

$$U_v = -2 + 10\cos\omega t,\ \text{V}$$

c. Muốn điện áp ra là dãy xung vuông đều (thời gian tồn tại của xung dương bằng thời gian tồn tại xung âm) phải thay đổi thông số nào của mạch và thay đổi như thế nào, tính cụ thể và vẽ đồ thị thời gian của U_v và U_r để kiểm chứng.

Giải

a. Từ hình 58 viết được

$$U_p = U_v \frac{R_p}{R_1 + R_p} + U_r \frac{R_1}{R_1 + R_p} = U_N = U_{ch}$$

$$U_v = U_{ch}\left(1 + \frac{R_1}{R_p}\right) - U_r \frac{R_1}{R_p}$$

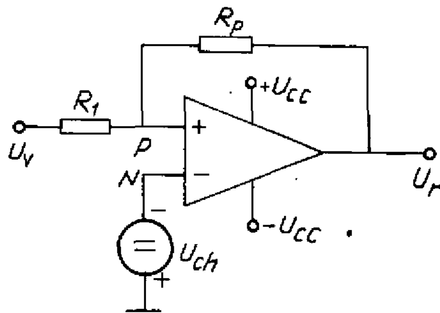
Khi $U_v << 0$ thì $U_r = -15V$, do đó mạch chuyển trạng thái tại

$$U_v = U_{vmax} = -5(1 + \frac{1}{5}) + 15\frac{1}{5} = -3V$$

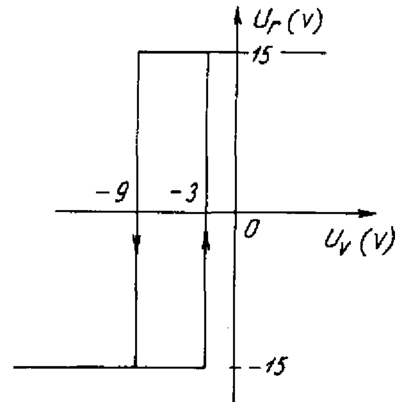
Khi $U_v >> 0$ thì $U = 15V$, do đó mạch chuyển trạng thái tại

$$U_v = U_{vmin} = -5(1 + \frac{1}{5}) - 15\frac{1}{5} = -9V$$

Từ các kết quả vừa thu được vẽ đặc tuyến $U_r = f(U_v)$ trên hình 59.



Hình 58



Hình 59

b. Đồ thị thời gian của điện áp vào và điện áp ra được biểu diễn trên hình 60.

c. Muốn điện áp ra là dãy xung vuông đều thì các mức ngưỡng U_{vmin} và U_{vmax} phải đối xứng qua gốc của U_v.

Giả sử :

$U_v = U_o + 10\cos\omega t$, ta có

$|U_o + U_{vmax}| = |U_{vmin} - U_o|$

Do U_{vmin} và U_{vmax} đối xứng, nên

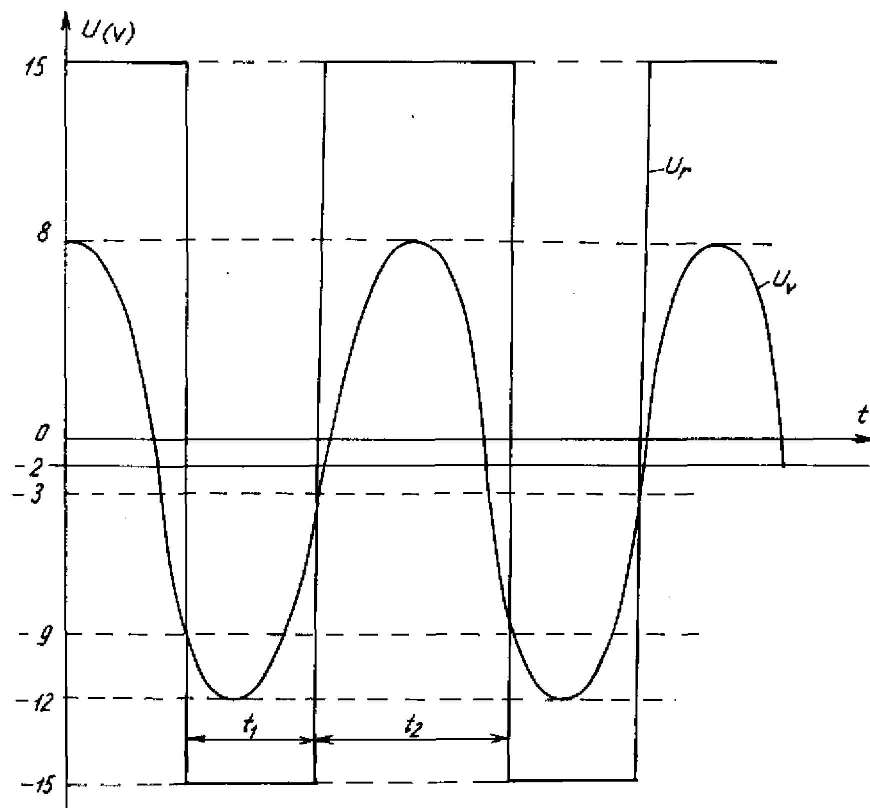
$U_{vmax} > U_o \rightarrow U_{vmax} - U_o > 0$

$U_{vmin} < U_o \rightarrow U_{vmin} - U_o < 0$

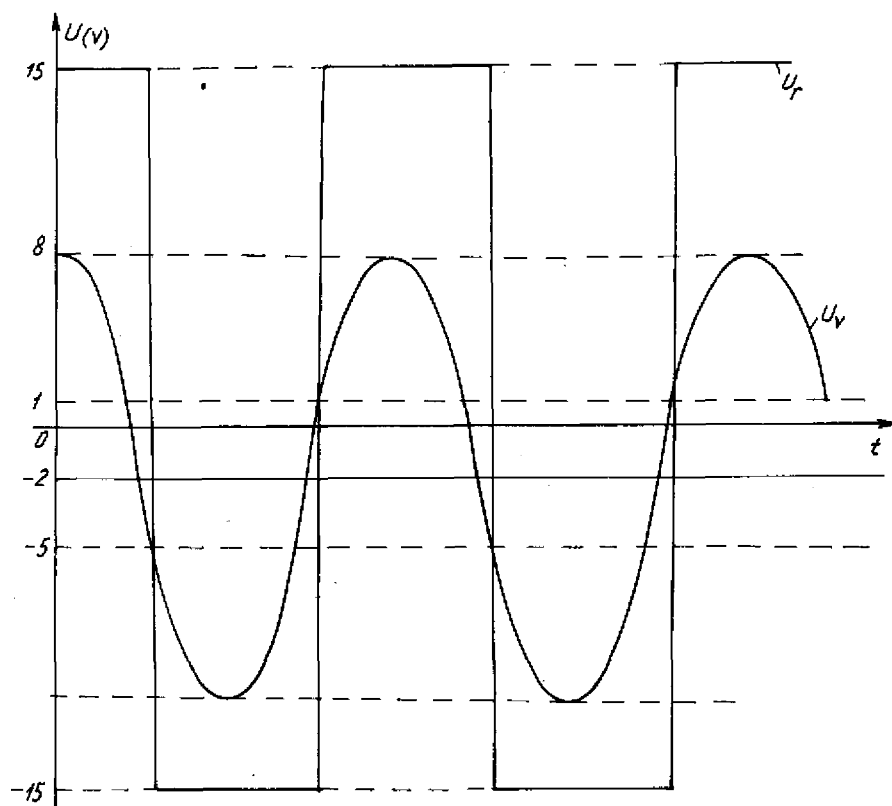
Biểu thức trên được viết lại như sau :

$U_{vmax} - U_o = -U_{vmin} + U_o \rightarrow U_{vmax} + U_{vmin} = 2U_o.$

$$U_{vmax} = U_{ch}(1 + \frac{R_1}{R_p}) + 15\frac{R_1}{R_p}$$



Hình 60



Hình 61

$$U_{vmin} = U_{ch}(1 + \frac{R_1}{R_p}) - 15\frac{R_1}{R_p}$$

$$U_o = -2V$$

Thay vào ta được :

$$U_{ch}(1 + \frac{R_1}{R_p}) = -2V$$

Chia làm 2 trường hợp để xét

* $\frac{R_1}{R_p} = const = \frac{1}{5} = \rightarrow U_{ch} = -2\frac{5}{6}(V) = \frac{-10}{6}(V)$

* U_{ch} = connst = $-5V$.

$$1 + \frac{R_1}{R_p} = \frac{2}{5} V \rightarrow \frac{R_1}{R_p} = \frac{-3}{5} < 0 \rightarrow \text{không có ý nghĩa.}$$

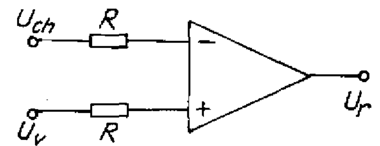
Vậy muốn có điện áp ra là dãy xung vuông đều, phải chọn $U_{ch} = \frac{-10}{6}V$, lúc đó

$$U_{vmax} = \frac{-10}{6} \cdot \frac{6}{5} + \frac{15}{5} = 1V$$

$$U_{vmin} = \frac{-10}{6} \cdot \frac{6}{5} - \frac{15}{5} = -5V$$

Đồ thị thời gian của U_v và U_r cho trường hợp này được biểu diễn trên hình 61.

Bài tập 35. Cho mạch so sánh trên hình 62.



Hình 62

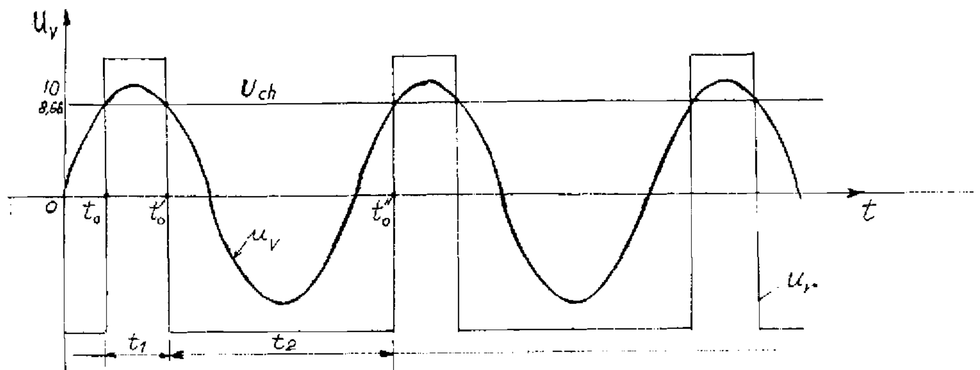
a. Tìm chu kỳ T của tín hiệu ra và tìm trị số t_1 và t_2, biết rằng $T = t_1 + t_2$. Cho biết điện áp chuẩn U_{ch} = 8,66V và $U_v = 10\sin 314t$, V (gợi ý : vẽ điện áp ra rồi tính).

b. Vẽ định tính đặc tuyến $\frac{t_1}{T} = f(U_{ch})$ và nhận xét.

Giải.

a. Vẽ đồ thị thời gian của điện áp vào; điện áp ra trên hình 63.

Chu kỳ tín hiệu ra bằng chu kỳ tín hiệu vào, do đó



Hình 63a.

$$T = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{2\pi}{314} = 0{,}02 \text{ s} = 20 \text{ ms}.$$

Mạch lật trạng thái khi $U_v = U_{ch} \rightarrow U_v = 10\sin 314t = 8{,}66V$.

$$\theta_o = \arcsin\frac{8{,}66}{10} = \frac{\pi}{3} \rightarrow t_o = \frac{\theta_o}{\omega} = \frac{2\pi}{3.314} = \frac{1}{300}s \quad ; \quad \theta'_o = \pi - \theta_o = \frac{2\pi}{3} \rightarrow$$

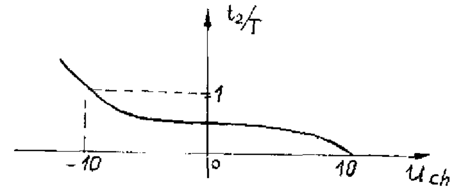
$$\rightarrow t'_o = \frac{\theta'_o}{\omega} = \frac{2\pi}{3.314} = \frac{2}{300}s \; ; \; t_1 = t'_o - t_o = \frac{1}{300}s \approx 3{,}33 \text{ ms}; \; \theta''_o = 2\pi + \frac{\pi}{3} = \frac{7\pi}{3}$$

$$\rightarrow t''_o = \frac{\theta''_o}{\omega} = \frac{7\pi}{3.314} = \frac{7}{300}s \; ; \qquad t_2 = t''_o - t'_o = \frac{7}{300} - \frac{2}{300} = \frac{5}{300}s$$

$t_2 \approx 16{,}66$ ms hoặc $t_2 = T - t_1 = 20 - 3{,}33 \approx 16{,}67$ ms.

b. Ta có:

$$\frac{t_1}{2} = \frac{T}{4} - \frac{T}{2\pi}\theta_0 = \frac{T}{2}\left(\frac{1}{2} - \frac{\theta_0}{\pi}\right) = \frac{T}{2}\left(\frac{1}{2} - \frac{\arcsin\frac{U_{ch}}{10}}{\pi}\right)$$

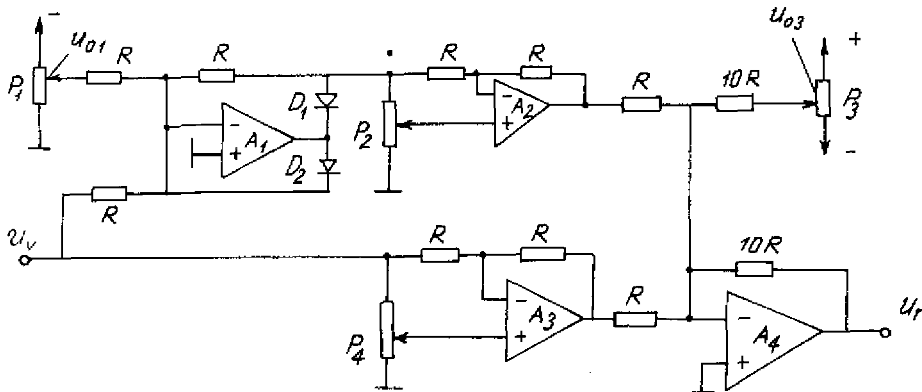


Hình 63b.

$$\frac{t_1}{T} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi}\arcsin\frac{U_{ch}}{10}.$$

Nhận xét: Bề rộng dãy xung ra thay đổi theo U_{ch}.

Bài tập 36. Cho mạch tạo hàm trên hình 64 và đặc tuyến truyền đạt của nó trên hình 65.



Hình 64

a. Viết phương trình cho đặc tuyến truyền đạt biểu diễn trên hình 65.

b. Tìm trị số của hệ số phân áp q_2 và q_4, tính U_{01} và U_{03} để có được đặc tuyến truyền đạt đã cho. Cho biết phương trình điện áp ra.

Khi $0 < U_v < |U_{01}|$: $U_{r1} = -10(2q_4 - 1)U_v - U_{03}$ (36.1)

và khi $U_v > |U_{01}|$:

$$U_r = U_{r1} + 10(2q_2 - 1)(U_v + U_{01})$$

$$= -10(2q_4 - 1)U_v - U_{03} + 10(2q_2 - 1)(U_v + U_{01}) \qquad (36.2)$$

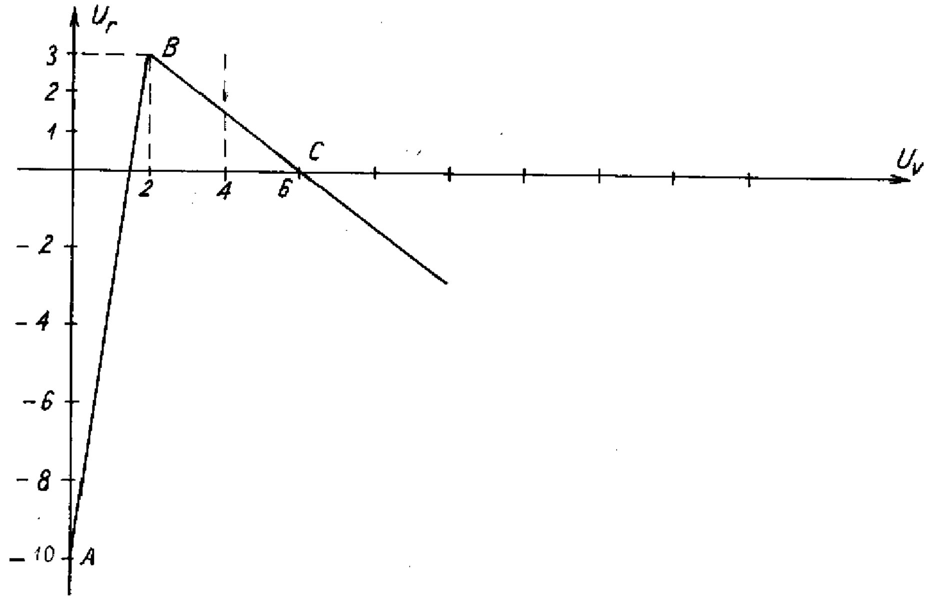
Giải.

a. Phương trình đặc tuyến trong đoạn AB

$$U_r = \frac{13}{2}U_v - 10 \quad (36.3)$$

Trong đoạn BC :

$$U_r = -\frac{3}{4}U_v + \frac{18}{4} \quad (36.4)$$



Hình 65

b. Từ (36.1) và (36.3) suy ra

$$q_4 = \frac{7}{40} \text{ và } U_{o3} = 10 \text{ V}$$

Với $U_v > U_{o1}$, ta có

$$U_r = -\frac{3}{4}U_v + \frac{18}{4} = \frac{13}{2}U_v - 10 + 10(2q_2 - 10\ (U_v + U_{o1})$$

Do đó $10(2q_2 - 1)\ (U_v + U_{o1}) = -\frac{29}{4}U_v + \frac{58}{4}$

Giải ra ta có $q_2 = \frac{11}{80}$ và $U_{o1} = -2\text{V}$.

Bài tập 37. Cho sơ đồ bộ lọc Bessel trên hình 66

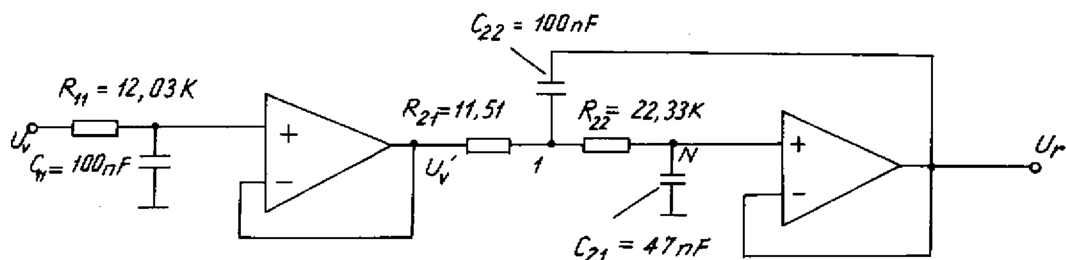
$$C_{22} = 100 \text{ nF}$$

Xác định các tính chất sau đây của bộ lọc :

a. Bậc bộ lọc

b. Tính chất của bộ lọc (thông thấp, thông cao, thông dải)

c. Viết biểu thức hàm truyền đạt của bộ lọc và đưa về dạng chuẩn tắc theo (37.1)



Hình 66

$$K_{d(p)} = \frac{K_{dmax}}{\Pi(1 + a_i P + b_i P^2)} \tag{37.1}$$

d. Căn cứ vào biểu thức đã viết và tra cứu bảng hệ số của bộ lọc để xác định tần số giới hạn của từng khâu lọc và của cả bộ lọc.

Cho biết hệ số của mạch lọc Bessel trên bảng 37.1.

Bảng 37.1.

Bậc bộ lọc	Khâu lọc thứ i	a_i	b_i	f_{gi}/f_g
1	1	1,0000	0,0000	1,0000
2	1	1,3617	0,6180	1,0000
3	1	0,7560	0,0000	1,323
	2	0,9996	0,4772	1,414
4	1	1,3397	0,4889	0,978
	2	0,7743	0,3890	1,797
5	1	0,6656	0,0000	1,502
	2	1,1402	0,4128	1,184
	3	0,6216	0,3245	2,138

Giải.

a. Lọc bậc 3 : 1 khâu bậc 1 và 1 khâu bậc 2

b. Lọc thông thấp.

c. Xác định biểu thức của khâu lọc bậc 1 :

$$K_{d1} = \frac{1}{1 + P\omega_g R_{11} C_{11}} \tag{37.2}$$

Xác định biểu thức của khâu lọc bậc 2 bằng cách lập phương trình dòng điện nút cho nút (1) và nút N. Từ đó rút ra

$$K_{d2} = \frac{U_r}{U'_v} = \frac{1}{1 + P\omega_g C_{21}(R_{21} + R_{22}) + P^2\omega_g^2 C_{21} C_{22} R_{21} R_{22}} \tag{37.3}$$

Từ (37.2) và (37.3) suy ra hàm truyền đạt của toàn bộ lọc theo (37.4).

$$K_d = K_{d1}.K_2 = \frac{1}{(1 + P\omega_g R_{11}C_{11})\left[1 + P\omega_g C_{21}(R_{21} + R_{22}) + P^2\omega_g^2 C_{21}C_{22}R_{21}R_{22}\right]} \quad (37.4)$$

d. Có thể dùng 1 trong 3 biểu thức dưới đây để xác định tần số giới hạn của toàn bộ lọc :

$$a_1 = \omega_g\ R_{11}\ C_{11} = 0{,}756 \quad (37.5)$$

$$a_2 = \omega_g\ C_{21}\ (R_{21} + R_{22}) = 0{,}9996 \quad (37.6)$$

$$b_2 = \omega_g^2\ C_{21}\ C_{22}\ R_{21}\ R_{22} = 0{,}4772 \quad (37.7)$$

Giả sử dùng (37.5), ta xác định được :

$$f_g = \frac{a_1}{2\pi R_{11}C_{11}} \approx 100\ Hz$$

$$f_{g1} = 1{,}323\ f_g = 132{,}3\ Hz$$

$$f_{g2} = 1{,}414\ f_g = 141{,}4\ Hz.$$

Bài tập 38. Bộ tách sóng tần số dùng mạch lệch cộng hưởng có tín hiệu điều tần ở đầu vào. Cho biết :

- Lượng di tần cực đại của tín hiệu vào :

$$\Delta f_{dt} = \pm 15\ \text{kHz}.$$

- Tần số trung tâm $f_o = 6$ MHz.

Tính :

a. Các tham số của mạch dao động đầu vào cho trường hợp hệ số truyền đạt của bộ tách sóng là lớn nhất. Biết :

$$L_1 = L_2 = 10\ \mu\text{H}.$$

$$Q_1 = Q_2 = Q \text{ và}$$

lượng di tần tương đối cực đại $\xi_{max} = \frac{1}{2}\xi_o$

Các tham số cần tính gồm có :

Hệ số phẩm chất Q, điện trở tương đương của mạch cộng hưởng R_{td}, tần số cộng hưởng của mạch cộng hưởng thứ nhất f_1, tần số cộng hưởng của mạch cộng hưởng thứ hai f_2, điện dung các tụ C_1, C_2 của hai mạch cộng hưởng.

b. Khi tín hiệu điều tần ở đầu vào có lượng di tần $\Delta f_{dt} = \pm 50$ kHz thì phải thay đổi tham số nào của mạch dao động để tín hiệu tách sóng không bị méo dạng. Thay đổi thông số đó có ảnh hưởng gì đến tính tách sóng của mạch?

Giải.

a. Biết rằng $\xi_{max} = \frac{1}{2}\xi_o$ do đó

$$\Delta\omega_{dt} = \frac{1}{2}\Delta\omega_o$$

hay $\Delta f_o = 2\Delta f_{dt} = 2.15\text{kHz} = 30\text{kHz}.$

Vậy $f_1 = f_o + \Delta f_o = 6{,}03$ MHz

$f_2 = f_o - \Delta f_o = 5{,}97$MHz.

– Để có hệ số truyền đạt của bộ tách sóng lớn nhất phải đảm bảo điều kiện $\xi_o = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Do đó

$$\xi_o = 2Q\frac{\Delta\omega_o}{\omega_o} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \text{ ; suy ra } Q = \frac{1}{2\sqrt{2}}\frac{\omega_o}{\Delta\omega_o}$$

$$= \frac{1}{2\sqrt{2}}\frac{\omega_o}{\Delta\omega_o} = \frac{1}{2\sqrt{2}}\frac{6.10^6}{3.10^4} \approx 71$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi f_1^2 L} = \frac{1}{4\pi^2(6{,}03)^2.10^{-5}} \approx 70 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_2^2 L} = \frac{1}{4\pi^2(5{,}97)^2.10^{12}.10^{-5}} \approx 71 \text{ pF}$$

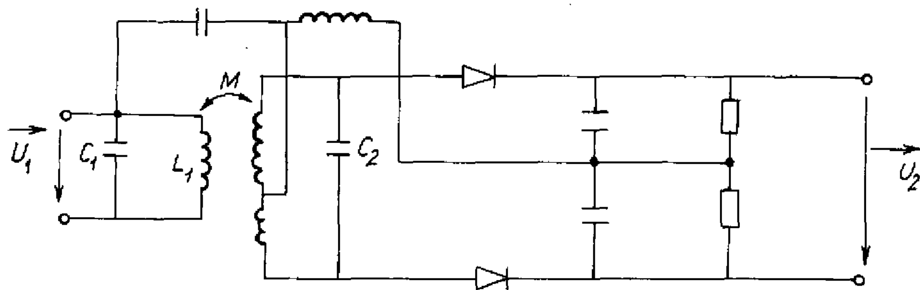
$$R_{td1} = \omega_1 LQ = 2\pi.6{,}03.10^6.10^{-5}.71 \approx 26{,}8 \text{ k}\Omega$$

$$R_{td2} = \omega_{11} LQ = 2\pi.5{,}97.10^6.10^{-5}.71 \approx 26{,}6 \text{ k}\Omega$$

b. Khi $\Delta f_{dt} = \pm 50$ kHz ; vì $\xi_{max} = \frac{1}{2}\xi_o$ nên $\Delta f_o = \pm 100$ kHz.

Nếu giữ ξ_o không đổi mà tăng Δf_o thì buộc phải giảm hệ số phẩm chất Q, do đó tính chọn lọc ở đầu vào giảm.

Bài tập 39. Cho sơ đồ bộ tách sóng tần số dùng mạch cộng hưởng ghép trên hình 67.



Hình 67

Cho biết :

– Tần số trung tâm của tín hiệu điều tần $f_o = 10$ MHz.

– Lượng di tần cực đại $\Delta f_{max} = 50\,kHz$

– $L_1 = L_2 = 2{,}56\,\mu H$.

Giả thiết phẩm chất của hai mạch cộng hưởng như nhau.

Tính :

a. Hệ số hỗ cảm M tối thiểu để cho mạch tách sóng ít méo.

b. Khi hệ số hỗ cảm M tăng thì chất lượng tách sóng như thế nào?

Giải.

a. Để mạch tách sóng ít méo, phải đảm bảo điều kiện $\xi_{max} \leqslant \frac{1}{2}\beta$, thay vào ta có

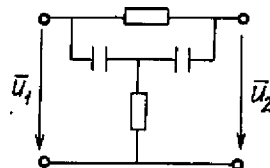
$$2Q\frac{\Delta f_{max}}{f_o} \leqslant \frac{1}{2}\beta = \frac{1}{2}kQ = \frac{1}{2}\frac{M}{L}Q$$

Suy ra $$M \geqslant 4\frac{\Delta f_{max}}{f_o} \text{ hay}$$

$$M_{min} = \frac{4\Delta f_{max}}{f_o} \approx 51{,}2 \text{ nH.}$$

b. Khi M tăng thì méo giảm, nhưng hệ số tách sóng S_t cũng giảm, do đó độ nhạy của bộ tách sóng giảm.

Bài tập 40. Cho mạch thụ động dạng T trên hình 68. Dùng mạch T này mắc vào mạch hồi tiếp của một bộ tạo dao động. Cho biết hàm truyền đạt của mạch T như sau :



Hình 68

$$K_{ht} = \frac{\overline{U}_2}{\overline{U}_1} = \frac{\alpha^2 - 1 + j2\alpha}{\alpha - 1 + j3\alpha}$$

với $$\alpha = \frac{1}{\omega RC}$$

a. Phân tích nguyên lý hồi tiếp của mạch đó.

b. Vẽ sơ đồ bộ tạo dao động dùng khuếch đại thuật toán lý tưởng có mạch T trong khâu hồi tiếp. Xác định giá trị tương đối của các linh kiện trong mạch hồi tiếp dương.

Giải.

a. $$K_{ht} = \sqrt{\frac{(\alpha^2-1)^2 + 4\alpha^2}{(\alpha^2-1)^2 + 9\alpha^2}} \quad (40.1)$$

$$\varphi_{ht} = \text{arctg}\frac{2\alpha(\alpha^2-1) - 3\alpha(\alpha^2-1)}{(\alpha^2-1)^2 + 6\alpha^2}$$

$$= \text{arctg}\frac{\alpha(1-\alpha^2)}{(\alpha^2-1)^2 + 6\alpha^2} \quad (40.2)$$

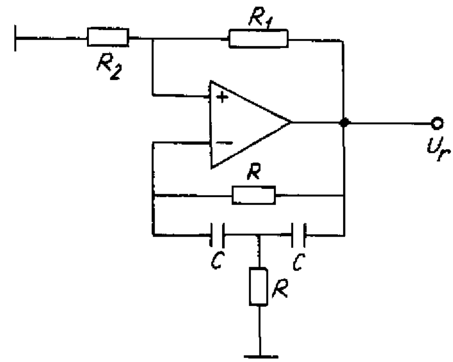
Với $$\alpha = \frac{1}{\omega RC}$$

Khi $\alpha = 1$, từ (40.1) và (40.2) suy ra

$$K_{ht} = K_{htmin} = 2/3$$

$\varphi_{ht} = 0$ nghĩa là tại $\alpha = 1$ mạch hồi tiếp không gây di pha.

b. Vì khi $\alpha = 1$ tức tần số dao động $f_{dđ} = \frac{\omega_{dđ}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$ thì mạch hồi tiếp không di pha và hệ số hồi tiếp có môđun cực tiểu, nên mạch T chỉ dùng được trong mạch hồi tiếp âm. Để tạo được dao động, bộ khuếch đại phải có thêm một mạch hồi tiếp dương không phụ thuộc tần số (thuần trở). Theo đó có thể biểu diễn mạch tạo dao động như trên hình 69.



Hình 69

Mạch hồi tiếp dương gồm các điện trở R_1, R_2 với hệ hồi tiếp :

$$K_{ht(+)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{40.3}$$

Hệ số khuếch đại của sơ đồ khi không kể đến khâu hồi tiếp dương :

$$K_{\Sigma} = \frac{K_o}{1 + K_o K_{ht(-)}}, \tag{40.4}$$

trong đó, K_o là hệ số khuếch đại của bản thân bộ khuếch đại thuật toán.

Vì $K_o.K_{ht(-)} >> 1$, do đó biểu thức (40.4) có thể viết lại :

$$K_{\Sigma} \approx \frac{1}{K_{ht(-)}} \tag{40.5}$$

Điều kiện dao động của một mạch là

$$K_{\Sigma} K_{ht(-)} = 1 \tag{40.6}$$

Thay (40.3) và (40.5) vào (40.6) ta rút ra

$$K_{ht(-)} = K_{ht(-)} = K_{ht(+)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2}{3}.$$

Do đó trong mạch hồi tiếp dương $R_1 = \frac{R_2}{2}$.

Bài tập 41. Cho tín hiệu $u_1 = U_1\cos(\omega t + \varphi)$.

Vẽ sơ đồ bộ tách sóng pha dùng bộ nhân và mạch lọc tích cực để tách sóng tín hiệu này. Tính giá trị tương đối của các phần tử của mạch lọc tích cực sao cho $u_r = 9\cos\varphi$, V. Biết hệ số nhân của bộ nhân : $K = 1$, biên độ điện áp vào : $U_1 = 3$V và tần số giới hạn của bộ lọc bậc 1 : $f_g = 1000$ Hz.

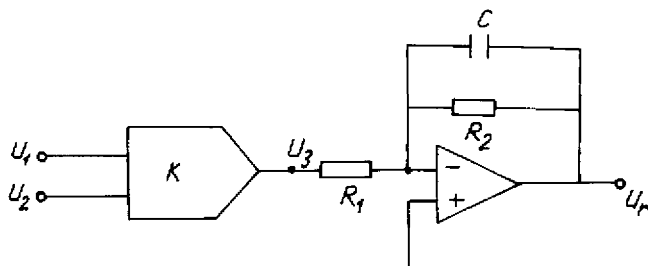
Giải.

Để tách sóng dùng bộ nhân phải dùng tách sóng đồng bộ. Ở đầu vào bộ nhân ngoài tín hiệu vào u_1 phải có thêm tín hiệu đồng bộ $u_2 = U_2\cos\omega t = 1\cos\omega t$. Sơ đồ tách sóng nói trên được biểu diễn trên hình 70.

Theo tính chất của mạch nhân

$$u_3 = Ku_1u_2 = \frac{KU_1U_2}{2}[\cos\varphi + \cos(2\omega t + \varphi)] \quad (41.1)$$

Trong tín hiệu ra mạch nhân theo biểu thức (41.1) có thành phần 2ω. Thành phần này được lọc bỏ nhờ khâu lọc tích cực bậc 1 gồm bộ khuếch đại thuật toán và các linh kiện R_1, R_2, C. Theo tính chất của khâu lọc, ta có:



Hình 70

Hệ số truyền đạt ở số thấp :

$$K_{do} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{U_r}{U_3}$$

với $$U_r = 9\ V\ ;\ U_3 = \frac{KU_1U_2}{2} = \frac{3}{2} = 1{,}5V$$

$$K_{do} = \frac{9}{1{,}5} = 6 \text{ suy ra } R_2 = 6R_1$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_2C} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi f_gR_2} = \frac{1}{2\pi.10^3.6R_1}$$

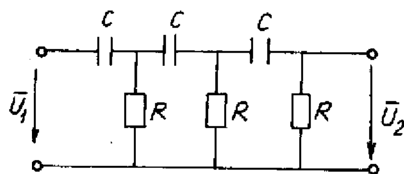
$$C \approx \frac{0{,}026.10^{-3}F}{R_1} = \frac{26}{R_1}\ \mu F$$

Bài 42. Cho mạch di pha trên hình 71 và biểu thức (42.1) biểu diễn hàm truyền đạt của nó :

$$K_{ht} = \frac{\overline{U}_2}{\overline{U}_1} = \frac{1}{1 - 5\alpha^2 - j\alpha(6 - \alpha^2)} \quad (42.1)$$

với $\alpha = \dfrac{1}{\omega RC}$.

a. Viết biểu thức môđun và pha của hệ số truyền đạt (biểu thức tổng quát và biểu thức cụ thể tại tần số dao động) và biểu thức xác định tần số dao động của bộ tạo dao động có mạch di pha mắc trong mạch hồi tiếp.



Hình 71

b. Căn cứ vào biểu thức đã viết ở phần (a) và các tính chất đã biết về bộ khuếch đại thuật toán, hãy xây dựng bộ tạo dao động dùng khuếch đại thuật toán có mạch di pha mắc trong mạch hồi tiếp (vẽ mạch cụ thể và lý giải).

c. Tính giá trị của các linh kiện mắc trong mạch đã xây dựng ở phần b, cho biết tần số dao động $f_{dd} = 1$ kHz, điện trở $R = 1$ kΩ (sai số cho phép khi tính điện dung là ±1nF).

Giải.

a. $$|K_{ht}| = \frac{1}{\sqrt{(1-5\alpha^2)^2 + \alpha^2(6-\alpha^2)^2}}$$

$$\varphi_{ht} = \text{arctg}\frac{\alpha(6-\alpha^2)}{1-5\alpha^2}$$

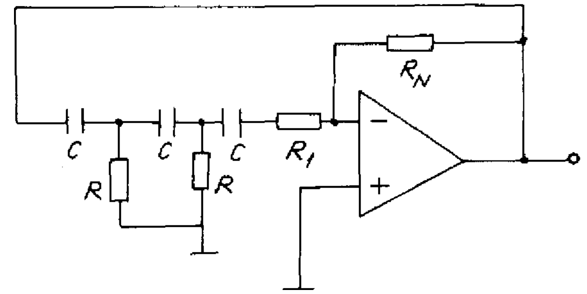
Khi $\omega_{dd} = \frac{1}{\sqrt{6}\,RC}$ thì $|K_{ht}| = \frac{1}{29}$ và $\varphi_{ht} = \pi$.

b. Mạch hình 72 phải thỏa mãn các yêu cầu sau đây :

– Mạch di pha mắc giữa đầu ra và đầu vào bộ khuếch đại thuật toán.

– Mạch phải có các điện trở tạo thành mạch hồi tiếp âm (R_1, R_N).

– Cấu tạo mạch phải đơn giản (R_1 mắc nối tiếp với tụ C) mà không cần có thêm điện trở thứ ba mắc trong mạch di pha).



Hình 72

c. Vì đầu "–" là điểm đất ảo, nên

$$R_1 = R = 1\ \text{k}\Omega$$

Vì $|K_{ht}| = \frac{1}{29}$ nên $K = \frac{R_N}{R_1} = 29$

từ đó suy ra $R_N = 29R_1 \doteq 29\ \text{k}\Omega$

vì $\omega = 2\pi f = \frac{1}{\sqrt{6}\,RC}$, nên

$$C = \frac{1}{\sqrt{6}\,2\pi fR} = \frac{1}{\sqrt{6}\,2\pi 10^6} \text{ suy ra}$$

$$C = 64{,}9745.10^{-9}\ \text{F} \approx 65\ \text{nF}.$$

Bài tập 43. Cho mạch điện hình 73

a. Giải thích nguyên lý làm việc của mạch điện đó.

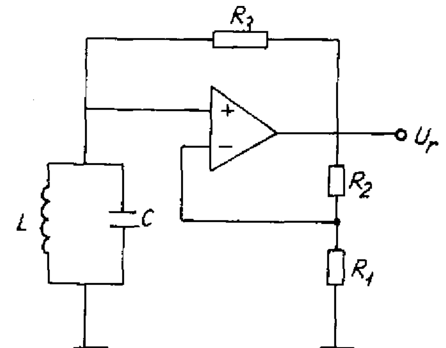
b. Với điều kiện nào thì mạch có điện áp ra hình sin?

c. Nếu dùng khung cộng hưởng nối tiếp thay cho khung cộng hưởng song song thì mạch phải có dạng như thế nào?

d. Khi dùng một trong hai loại khung cộng hưởng trên thì còn có những cách mắc nào nữa để tạo dao động hình sin?

e. Trên hình 73 cho

$R_1 = R_2 = R_3 = R = 1\ \text{k}\Omega$.



Hình 73

Phẩm chất của mạch cộng hưởng $Q = 100$. Tần số cộng hưởng của mạch cộng hưởng $f_{CH} = 100$ kHz. Tính L và C.

Giải.

a. Khi hệ số hồi tiếp âm $K_{ht(-)}$ và hệ số hồi tiếp dương $K_{ht(+)}$ thảo mãn điều kiện (43.1) thì trong mạch có dao động.

$$K_{ht(+)} \geqslant K_{ht(-)} \tag{43.1}$$

$$\text{Với } K_{ht(+)} = \frac{R_{td}}{R_{td} + R_3} \tag{43.3a}$$

R_{td} là điện trở cộng hưởng tương đương cộng hưởng

$$K_{ht(-)} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{43.3b}$$

Khi cộng hưởng, trở kháng mạch cộng hưởng đạt giá trị lớn nhất là R_{td} do đó [theo (43.3a)] hệ số hồi tiếp dương cũng lớn nhất và sơ đồ chỉ có dao động tại tần số cộng hưởng.

b. Muốn có dao động hình sin thì sơ đồ phải thỏa mãn điều kiện (43.4)

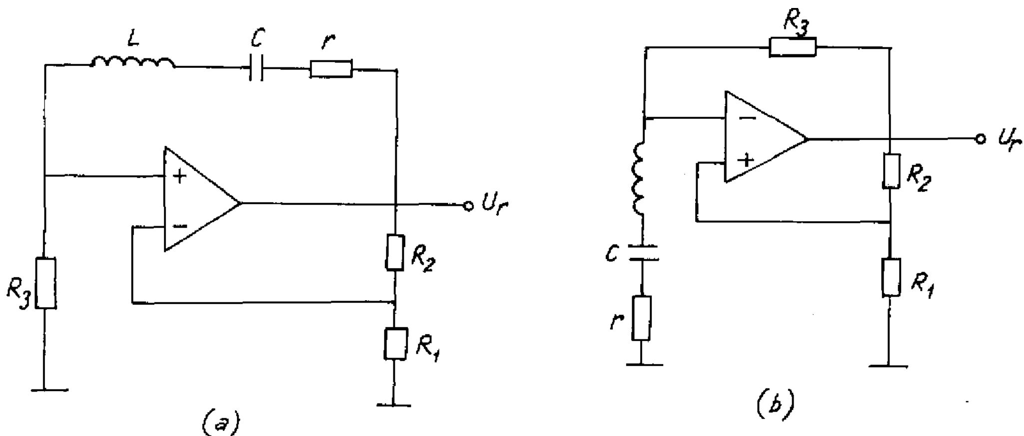
$$K_{\Sigma}.K_{ht(+)} = 1 \tag{43.4}$$

$$\text{Với} \quad K_{\Sigma} = \frac{K_o}{1 + K_o K_{ht(-)}} \approx \frac{1}{K_{ht(-)}} \tag{43.5}$$

Thay (43.3) và (43.5) vào (43.4) ta nhận được điều kiện (43.6) là điều kiện biểu diễn quan hệ các linh kiện trong sơ đồ để đảm bảo sơ đồ tạo được điện áp ra hình sin.

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_{td}}{R_{td} + R_3} \tag{43.6}$$

c. Nếu dùng khung cộng hưởng nối tiếp thay cho khung cộng hưởng song song thì có thể mắc mạch theo một trong hai sơ đồ trên hình 74.



Hình 74

d. Để tạo dao động hình sin, dùng một trong hai khung cộng hưởng nối tiếp hoặc song song, có thể dùng các sơ đồ trên hình 73 hình 74 hoặc hình 75.

e. Từ điều kiện (43.6), suy ra $R_{td} = 1$ kΩ.

Biết $R_{td} = \sqrt{\frac{L}{C}}.Q = 1$ kΩ và $f_{ch} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 100$ kHz

$$\frac{R_{td}}{f_{ch}} = 2\pi QL = \frac{10^3}{10^5} = 10^{-2}$$

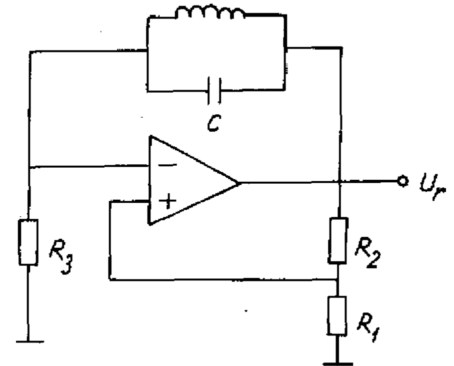
$$\rightarrow L = \frac{1}{2\pi}.10^{-4}$$

$$\approx 0,159.10^{-4}\text{H} \approx 16\ \mu\text{H}.$$

$$f_{ch}.R_{td} = \frac{Q}{2\pi C} = 10^6$$

$$\rightarrow C = \frac{Q}{2\pi.10^8} = \frac{10^2}{2\pi 10^8} = \frac{10^{-2}}{2\pi}$$

$$\approx 0,159.10^{-6}\text{F} \approx 0,16\ \mu\text{F}.$$



Hình 75

Bài tập 44. Cho tín hiệu điều biên với hệ số điều chế $m = 50\%$, tần số điều chế $f_S = 10$ kHz, tải tin có biên độ 5 mV và tần số $f_t = 10$ MHz.

a. Viết phương trình biểu diễn tín hiệu đã điều biên đo.

b. Tính phổ của tín hiệu đó.

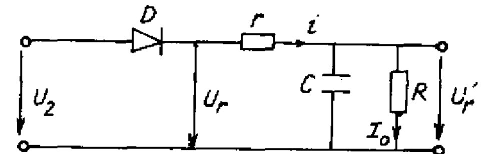
c. Sau khi khuếch đại, ta thực hiện đổi tần số. Đầu ra bộ đổi tần là tín hiệu có biên độ lớn hơn biên độ tín hiệu vào 1000 lần và tần số 1 MHz.

– Viết biểu thức tín hiệu ra sau bộ đổi tần.

– Vẽ sơ đồ tách sóng cho tín hiệu đó.

– Vẽ đồ thị thời gian của tín hiệu ra sau điot và tín hiệu ra tải và viết biểu thức tính hằng số thời gian phóng và nạp của sơ đồ.

– Dùng điot tách sóng có điện trở trong 60 Ω. Cho góc cắt dòng $2\theta_0 = 12^0$, tính điện trở tải của bộ tách sóng.



Hình 76

Giải.

a. $u_1 = 5.10^{-3}(1 + 0,5\cos 2\pi.10^4 t).\cos 2\pi.10^7 t$

b. Có thể viết lại biểu thức u_1 như sau :

$$u_1 = U_1(1 + m\cos\omega_S t)\cos\omega_1 t$$

$$= U_1\cos\omega_1 t + \frac{mU_1}{2}\cos(\omega_t - \omega_S)t + \frac{mU_1}{2}\cos(\omega_t + \omega_S)t$$

$$= 5.10^{-3}\cos 2\pi.10^7 t + \frac{0,5.5.10^{-3}}{2}\cos 999.10^4 t + \frac{0,5.5.10^{-3}}{2}\cos 1001.10^4 t$$

$$= 5.10^{-3}\cos 2\pi 10^7 t + 1,25.10^{-3}\cos 999.10^4 t + 1,25.10^{-3}\cos 1001.10^4 t$$

Vậy phổ tín hiệu điều biên gồm có tải tin $f_t = 10$MHz với biên độ $A_t = 5$ mV,

biên tần dưới $f_d = 999.10^4$ Hz với biên độ $A_d = 1,25$ nV và biên độ tần trên $f_{tr} = 1001.10^4$Hz với biên độ $A_{tr} = 1,25$ mV.

c. Tín hiệu ra sau bộ đổi tần :

$$u_2 = 5(1 + 0,5\cos 2\pi.10^4 t)\cos 2\pi.10^6 t$$

– Có thể dùng sơ đồ trên hình 76 để tách sóng.

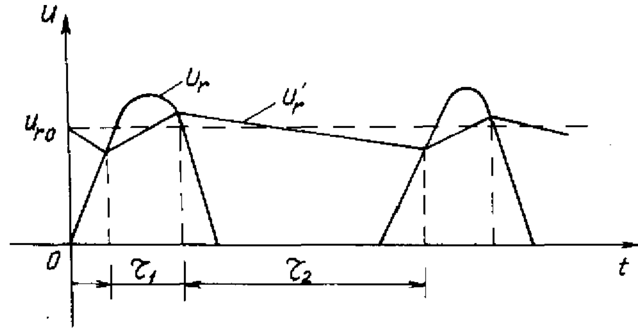
Trên hình 76, r là điện trở trong của điot (không vẽ cũng được).

– Theo hình 76 hằng số thời gian nạp của mạch là $\tau_1 = \frac{r.R}{r+R}C$ và hằng số thời gian phóng $\tau_2 = RC$.

$u'_r = u_r + ri$, suy ra

$$i = \frac{u'_r - u_{ro}}{r}$$

$$= \frac{U_1\cos\omega t - u_{ro}}{r}$$



Hình 77

Khi $i = 0$ thì $\omega t = \theta_o$, nên $U_1\cos\theta = u_{ro}$, do đó $\cos\theta_o = \frac{u_{ro}}{U_1}$

Vậy $i = \frac{U_1}{r}\cos\omega t - \frac{u_{ro}}{r} = \frac{U_1}{r}\cos\omega t - \frac{U_1}{r}\cos\theta_o$

Dòng chạy qua điện trở tải R :

$$I_o = \frac{1}{T}\int_0^t u dt = \frac{1}{2\pi}\int_{-\theta_o}^{\theta_o}\frac{U_1}{r}(\cos\omega t - \cos\theta_o)\, d\omega t$$

$$= \frac{U_1}{\pi r}(\sin\theta_o - \theta_o\cos\theta_o) = \frac{u_{ro}}{R} \text{ hoặc}$$

$$tg\theta_o - \theta_o = \frac{\pi r}{R}$$

θ_o chỉ phụ thuộc tỷ số $\frac{r}{R}$

Vì $\theta_o = 6^o$; nên $tg\theta_o = 0,101$

Ta có $\quad 0,101 - \frac{6\pi}{180} = \frac{\pi.60}{R}$

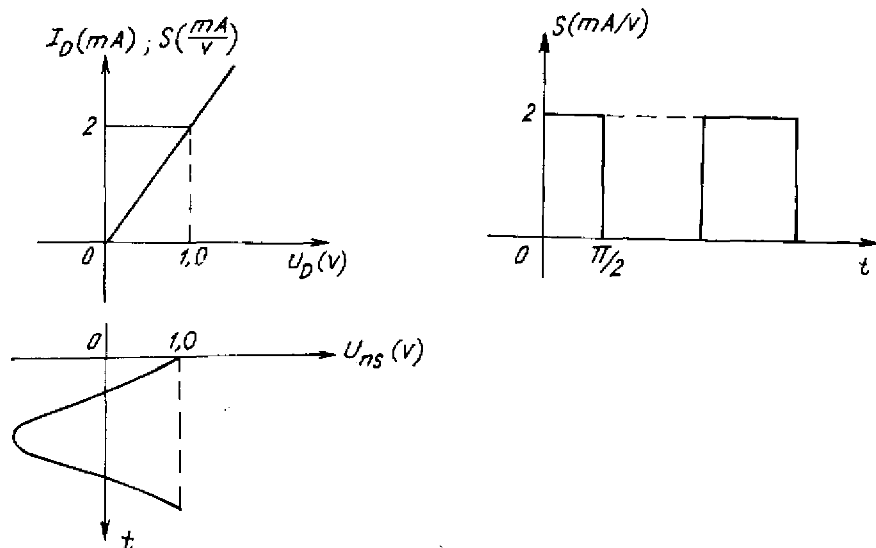
$\rightarrow R = 200$ kΩ.

Bài tập 45. Dùng mạch trộn tần đơn để trộn hai tín hiệu

$$u_V = U_V\cos 2\pi f_V t = 0,02(\cos 2\pi.735.10^3 t, \text{ V}$$

$$u_{ns} = U_{ns}\cos 2\pi f_{ns} t = 1,5\cos 2\pi.1,2.10^6 t, \text{ V}.$$

Đạc tuyến điot trộn tần và điểm làm việc của nó cho trên hình 78.



Hình 78

a. Viết biểu thức đạc tuyến von-ampe của điot đó.

b. Cho biết tần số tín hiệu trên đầu ra bộ trộn tần $f_r = f_{ns} - f_v = 1{,}2.10^6 - 0{,}735.10^6 = 465$ kHz.

Tính hỗ dẫn trộn tần.

c. Phân tích các loại nhiễu (chỉ tính nhiễu bậc 1 và bậc 2) và tính hỗ tính dẫn truyền đạt tương ứng cho các loại nhiễu đó.

Giải.

a.

$$i_D = \begin{cases} 2u_D & \text{khi } u_D \geq 0 \\ 0 & \text{khi } u_D < 0 \end{cases}$$

b. Hỗ dẫn trộn tần cho trường hợp này là $S_{tt} = \frac{1}{2}S_1$. Tính S_1 với góc cắt $\theta = \frac{\pi}{2}$ (hình 79)

$$S_1 = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi/2} \hat{S}\cos 2\pi f_{ns} t\, d(\omega_{ns} t)$$

$$= \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi/2} 2\cos 2\pi f_{ns} t = \frac{2\sin\frac{\pi}{2}}{\pi}.2$$

$$= \frac{4}{\pi} \rightarrow S_{tt} = \frac{1}{2}S_1 = \frac{1}{2}\frac{4}{\pi} = \frac{2}{\pi}$$

c. Có các loại nhiễu như sau :

- Nhiễu lọt thẳng, có tần số $f_{n1} = f_v = 735$ kHz với hỗ dẫn truyền đạt là S_0. Theo chuỗi Furier

$$S = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi/2} Sd(\omega_{ns}t) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi/2} 2d(\omega_{ns}t)$$

$$= \frac{1}{\pi} . 2 . \frac{\pi}{2} = 1 > S_u$$

- Nhiễu tần số ảnh

$$f_{n2} = f_{ns} + f_r = 1,2.10^2 + 0,465.10^6 = 1,665 \text{ MHz}$$

với hỗ dẫn truyền đạt bằng hỗ dẫn đổi tần.

$$S_a = S_{tt} = \frac{2}{\pi}$$

- Nhiễu bậc 2

$$f_{n_3} = 2f_{n_s} \pm f_r = 2,4\ 10^6 \pm 0,465.10^6.$$

$$f'_{n3} = 2,865 \text{ MHz} ; \quad f''_{n3} = 1,935 \text{ MHz}.$$

Hỗ dẫn truyền đạt của hai nhiễu này như nhau và được xác định theo biểu thức :

$$S_2 = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi/2} \cos 2\omega_{ns}t(d\omega_{ns}t) = \frac{2\sin(2 . \frac{\pi}{2})}{2\pi} 2 = 0$$

Vậy với góc cắt $\theta = \frac{\pi}{2}$, hai loại nhiễu này không tồn tại.

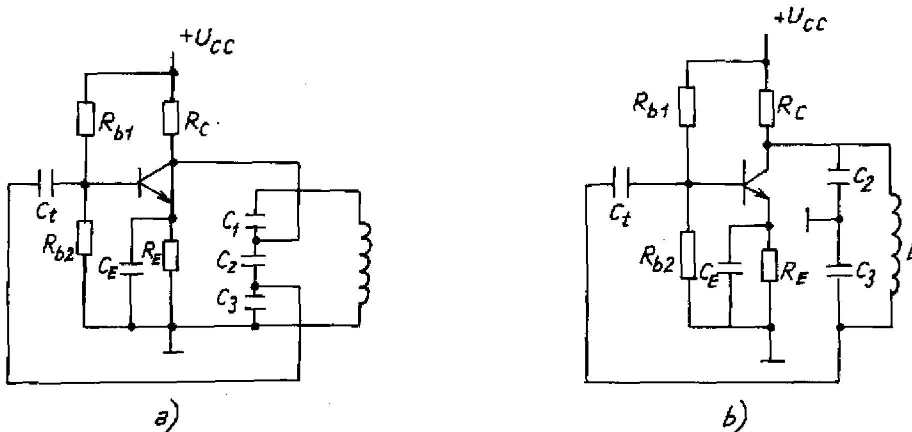
Bài tập 46. Căn cứ vào các điều kiện cân bằng biên độ và pha, hãy xét xem các mạch điện trên hình 79 có dao động được không? Biết rằng cả hai mạch dao động đều có tham số như nhau :

$L = 25\ \mu H$ Hệ số phẩm chất $Q = 80$

$C_1 = 5$ nF $h_{21} = 100$

$C_2 = 1$ nF $h_{11} = 80\ k\Omega$

$C_3 = 100$ nF



Hình 79

Giải.

Để xét một mạch có dao động được không phải xét xem mạch có thỏa mãn điều kiện biên độ và điều kiện pha hay không?

Mạch 79a xét điều kiện pha

$$X_{bc} = \frac{1}{j\omega C_3} < 0$$

$$X_{ce} = j\omega L + \frac{1}{j\omega C_1} \geqslant 0$$

$$X_{cb} = \frac{1}{j\omega C_2} < 0.$$

Trong mạch X_{cb} và X_{bc} đều là dung tính, do đó $X_{cb}.X_{bc} > 0$, điều kiện pha không thỏa mãn, nên mạch này không dao động được. Do đó không cần xét điều kiện cân bằng biên độ nữa.

Mạch 79b : Xét điều kiện pha

$$X_{bc} = \frac{1}{j\omega C_3} < 0$$

$$X_{ce} = \frac{1}{j\omega C_2} < 0$$

$$X_{cb} = j\omega L > 0$$

Do đó $X_{bc}.X_{ce} > 0$

$X_{cb}.X_{bc} < 0$

Vậy mạch thỏa mãn điều kiện cân bằng pha.

– Xét điều kiện biên độ :

Theo biểu thức:

$$KK_{ht} = \frac{nR_{td}h_{21}}{n^2R_{td} + h_{11}(1+n)^2} \qquad (46.1)$$

trong đó, $n = K_{ht} = \frac{C_2}{C_3} = \frac{1}{100} = 0{,}01$

$$C_{td} = \frac{C_2 . C_3}{C_2 + C_3} = \frac{1.100}{101} = 1 \text{ nF}$$

$$R_{td} = \sqrt{\frac{L}{C_{td}}}\,Q = \sqrt{\frac{25.10^{-6}}{C_{td}}}\,Q = \sqrt{\frac{25.10^{-6}}{10_{-9}}}\,100 =$$

$$= \sqrt{250}.1000 = 15.81.10^3\Omega$$

Thay vào (46.1) nhận được :

$$KK_{ht} = \frac{10^{-2}.15.81.10^3.10^2}{10^{-4}.15.81.10^3 + 80.10^3} \approx 0{,}19 < 1.$$

Điều kiện biên độ không thỏa mãn, nên mạch không dao động.

Bài tập 47. Cho bộ trộn tần dùng điot với đặc tuyến vôn–ampe được biểu diễn bởi (47.1)

$$i = \begin{cases} Su & \text{khi } U \geq 0 \\ 0 & \text{khi } U < 0 \end{cases} \qquad (47.1)$$

Cho biết $S = 1\dfrac{mA}{V}$

$f_{tg} = f_{ns} \pm f_v$;

Tín hiệu ngoại sai có dạng điều hòa cosin và góc cắt $\theta = 90^0 = \dfrac{\pi}{2}$

Tính hệ dẫn truyền đạt của sơ đồ trộn tần đó, cho các trường hợp sau :

- Nhiễu lọt thẳng
- Nhiễu tần số ảnh
- Nhiễu có tần số $f_v = 2f_{ns} \pm f_{tg}$
- Tín hiệu hữu ích

Giải.

- Nhiễu lọt thẳng :

$$S_0 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi/2} 10^{-3}\, d(\omega_{ns}t) = \frac{1}{2}\frac{mA}{V}$$

- Nhiễu tần số ảnh :

$$S_{\text{ảnh}} = \frac{1}{2}S_1 = \frac{1}{2}\cdot\frac{2}{\pi}\int_0^{\pi/2} 10^{-3}\omega_{ns}td\cos(\omega_{ns}t) = \frac{1}{\pi}\frac{mA}{V}$$

- Nhiễu $f_v = 2f_{ns} \pm f_{tg}$

$$S_{fv} = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi/2} 10^{-3}\cos 2\omega_{ns}t\; d(\omega_{ns}t) = 0$$

- Tín hiệu hữu ích

$$S = S_{\text{ảnh}} = \frac{1}{\pi}\frac{mA}{V}.$$

Bài tập 48. Một mạch điều biên có điện trở tải $R_t = 50\ \Omega$. Biết rằng có thể lấy ra trên tải một điện áp với độ suy giảm 60 dB. Dùng thiết bị phân tích phổ có thể đo được tại đầu ra:

- Điện áp đối với tải tần $U_{ft} = 223$ mV
- Điện áp các biên tần

$$U_{ft+fs} = U_{ft-ds} = 67 \text{ mV}$$

Tính :

a. Hệ số điều chế m

b. Công suất mạch điều biên đưa ra tải

c. Giá trị đỉnh của điện áp điều biên, giả thiết rằng m = 1

d. Trị hiệu dụng của dòng điện điều biên với m = 1

Giải.

a.

$$U_{ft+fs} = U_{ft-fs} = \frac{mU_{ft}}{2} = 67 \text{ mV}$$

Do đó $m = \frac{2.67}{U_{ft}} = \frac{2.67.10^{-3}}{223.10^{-3}} = 0,6$

b.

$$P_{\sim db} = P_{\sim t}(1 + \frac{m^2}{2}) \quad (48.1)$$

Trong đó $$P_{\sim t} = \frac{U_t^2}{R_t} \quad (48.2)$$

Với $U_t = 10^3 \ U_{ft} = 223 \text{ V}$

$(\frac{U_t}{U_{ft}} = 10^3 = 60dB)$

Thay vào (48.2), xác định được

$$P_{\sim t} = \frac{223^2}{50} = 994,6 \text{ W}$$

Thay vào (48.1) :

$$P_{\sim db} = 994,6 \ (1 + \frac{0,6^2}{2}) = 1173,6 \text{ W}$$

c. Giá trị đỉnh của điện áp điều biên được xác định theo (48.3)

$$U_{dbmax} = U_t(1 + m) \quad (48.3)$$

Trong đó $U_t = \sqrt{2}U_t = \sqrt{2} \ 223 \text{ V} = 315,4 \text{ V}$

Do đó

$$U_{dbmax} = 315,4 \ .2 = 630,8 \text{ V}$$

d. Từ (48.1) suy ra

$$\left(\frac{I_{db}}{I_t}\right)^2 = 1 + \frac{m^2}{2}$$

Do đó

$$I_{\sim db} = I_t.\sqrt{1 + \frac{m^2}{2}} \qquad \text{với } I_t = \frac{P_t}{U_t}$$

Vậy $$I_{\sim db} = \frac{P_t}{U_t}\sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}$$

$$= \frac{994,6}{223}\sqrt{1 + \frac{1}{2}} = 4,46.1,086 = 484 \text{ A.}$$

Bài tập 49. Cho tải tin $U_t(t) = 3\cos\omega_t t$, V và tín hiệu điều chế $u_s(t) = 0{,}6\cos\omega_s t$. Dùng các bộ điều chế A và B có hàm truyền đạt lần lượt

$$A.\ U_{dc}(t) = u_{t(t)}\left(1 + \frac{U_s(t)}{U_t}\right) \quad (49.1)$$

$$B.\ U_{dc}(t) = U_t(t).\frac{U_s(t)}{U_t} \quad (49.2)$$

Xác định cho cả 2 trường hợp :

a. Loại điều chế

b. Hệ số điều chế

c. Các thành phần tần số

d. Đồ thị thời gian.

Giải.

a. Trường hợp A là điều biên

Trường hợp B là điều chế song biên (không có thành phần tải tần)

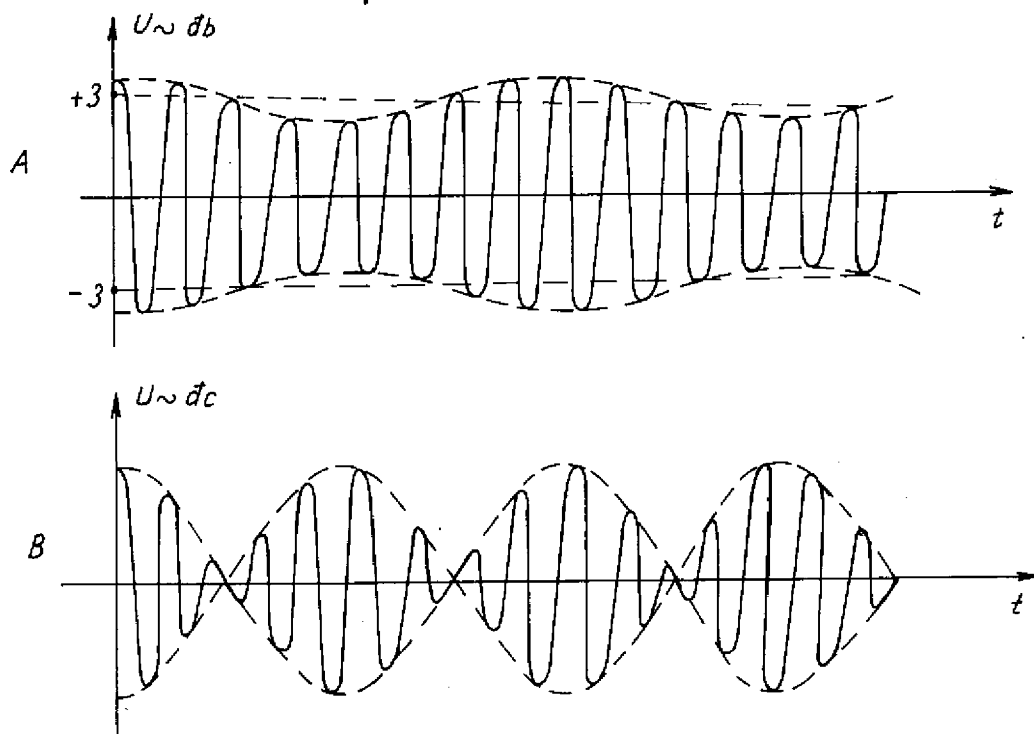
b. A : Vì $U_{\sim db}(t) = (1 + \frac{0{,}6}{3}\cos\omega_s t)3\cos\omega_t t$ nên $m = \frac{0{,}6}{3} = 0{,}2$

B : m không xác định.

c. Các thành phần tần số

A : ω_t, $\omega_t \pm \omega_s$

B : $\omega_t \pm \omega_s$.



Hình 80

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] *Seifart, M* : Analoge Schaltungen und Schaltkreise
VEB Verlag Technik, Berlin, 1980.

[2] *Philippow, E* : Taschenbuch Elektronik, Bd.3.
VEB Verlag Technik, Berlin, 1978.

[3] *Tietze und Schenk* : Halbeiterschaltungstechnik Springer
– Verlag Berlin heidelberg 1978.

[4] *Moschwitzer, P* : Einfuhrung in die Elektronik
VEB Verlag Technik Berlin, 1984

[5] *Moschwitzer, A* : Elektronische Schaltungstechnik
VEB Verlag Technik Berlin, 1985

[6] *Masselot ; Girard* : Electronique non lineaire, Paris, 1982

[7] *Fetzer, V* : Handbuch fur Hochfrequenz – und Elektro – Techniker.

[8] *Ghausi* : Elektronics circuits - 1972

[9] *Mennenga, H* : Schaltungstechnik mit Operationsverstarkern.
VEB Verlag Technik Berlin, 1979.

[10] *Трохименко , А. К.* *Радиоприемные устройства на транзисторах.*
Издательство Техника 1972 г

[11] *Nguyễn Đức Phong* : Cơ sở kỹ thuật khuếch đại
Nhà xuất bản Đại học và trung học chuyên nghiệp, 1975.

[12] *Đỗ Xuân Thụ* : Dụng cụ bán dẫn và vi điện tử

[13] *Liebscher, S* : Rundfunk, Fernseh, Tonspeichertechnik
VEB Verlag Technik Berlin, 1983.

[14] *Fontenay, R* : Numerique - analogique, analogique numerique convertisseurs.
Edison Radio 1984.

[15] *Seitzer, D* : Elektronische Analog – Digital – Umsetzer
Springer – Verlag Berlin heidelberg 1977.

MỤC LỤC

CHƯƠNG5. CÁC SƠ ĐỒ KHUẾCH ĐẠI CHUYÊN DỤNG VÀ TẠP ÂM TRONG BỘ KHUẾCH ĐẠI

CHƯƠNG6. TẦNG KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT

CHƯƠNG7. NHỮNG VẤN ĐỀ CHUNG VỀ BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN

CHƯƠNG9. CÁC MẠCH KHUẾCH ĐẠI VÀ TẠO HÀM PHI TUYẾN DÙNG KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN

CHƯƠNG10. CÁC MẠCH TẠO DAO ĐỘNG

CHƯƠNG 11. ĐIỀU CHẾ

CHƯƠNG 12. TÁCH SÓNG

CHƯƠNG 13. TRỘN TẦN

CHƯƠNG 14. CHUYỂN ĐỔI TƯƠNG TỰ - SỐ VÀ CHUYỂN ĐỔI SỐ - TƯƠNG TỰ

CHƯƠNG 15. MẠCH CUNG CẤP NGUỒN